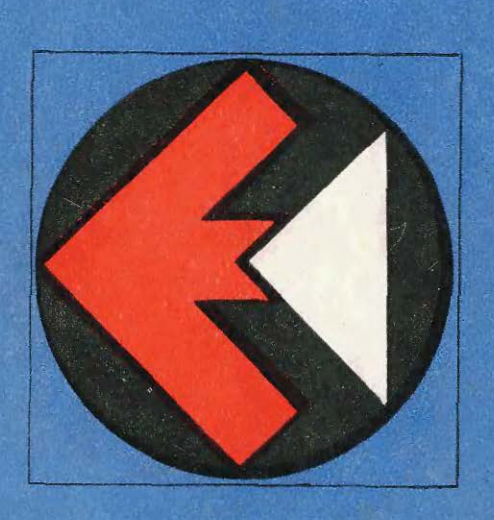


Г. П. ВЕРЕСОВ
Ю. Л. СМУРЯКОВ

Стабилизированные источники питания радиоаппаратуры





МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

Выпуск 969

Г. П. ВЕРЕСОВ
Ю. Л. СМУРЯКОВ

СТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ РАДИОАППАРАТУРЫ



МОСКВА · «ЭНЕРГИЯ» · 1978

ББК 31.25
В31
УДК 621.396.6:621.311.6

Вересов Г. П., Смуряков Ю. Л.

В31 Стабилизированные источники питания радиоаппаратуры. — М.: Энергия, 1978. — 192 с., ил. — (Массовая радиобиблиотека; Вып. 969).

95 к.

В книге рассматриваются вопросы проектирования и расчета стабилизированных источников вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры и их функциональных узлов. Описываются способы стабилизации выходного напряжения постоянного и переменного токов, дается их сравнительная оценка. Приводятся рекомендации по выбору схем стабилизированных источников электропитания.

Книга предназначена для подготовленных радиолюбителей.

В $\frac{30404-307}{051(01)-78}$ 126-78

ББК 31.25
6Ф2.14

ПРЕДИСЛОВИЕ

Для питания современной радиоэлектронной аппаратуры требуются напряжения как постоянного, так и переменного тока различных номиналов со стабильностью более высокой, чем ее могут обеспечить первичные источники электропитания. Поэтому стабилизированные источники вторичного электропитания находят широкое применение в составе различных радиотехнических устройств, аппаратуры связи, автоматики, вычислительной и измерительной техники. Повышение надежности и экономичности работы, снижение массы, объема и стоимости радиоэлектронной аппаратуры в значительной степени зависят от правильного выбора и проектирования источников вторичного электропитания.

Многообразие требований к качеству выходных напряжений стабилизированных источников, необходимость преобразования энергии постоянного и переменного тока, широкий диапазон выходных мощностей, большие различия в режимах работы и условиях эксплуатации — все это привело к созданию большого числа различных схемотехнических решений стабилизированных источников вторичного электропитания и их функциональных узлов.

В настоящее время основная часть бытовой и радиолюбительской радиоэлектронной аппаратуры выполняется с применением полупроводниковых приборов. Происходит постоянное совершенствование качества работы звукозаписывающей и звуковоспроизводящей аппаратуры, переносных радиовещательных приемников и телевизоров с автономным и универсальным питанием, стационарных стереофонических радиоприемников и радиол. Все это предопределяет самое широкое применение стабилизированных источников вторичного электропитания. Однако в массовой радиолюбительской литературе вопросы разработки и конструирования стабилизированных источников вторичного питания освещены крайне недостаточно. Чаще всего радиолюбителям приходится выполнять подобные схемы интуитивно или путем кропотливого подбора их режимов работы и пр.

Предлагаемая книга в какой-то мере восполняет этот пробел. В ней представлено большое количество современных практических схем стабилизированных источников вторичного электропитания с выходными напряжениями постоянного и переменного тока. По-

ставлена задача помочь читателю разобраться в многообразии решений основных функциональных узлов этих источников, в принципе действия их схем, оценить достоинства и недостатки, отметить возможные области применения. Приводятся примеры расчета схем, получивших широкое практическое применение.

В связи с ограниченным объемом книги в ней не рассматриваются многофазные стабилизированные источники вторичного электропитания, а также источники с питанием от трехфазной сети переменного тока. Следует отметить, что основные принципы построения, а также вопросы теории и расчета однофазных стабилизированных источников питания в значительной мере можно отнести и к многофазным устройствам вторичного электропитания.

Авторы заранее благодарят тех читателей, которые сочтут необходимым прислать свои замечания и пожелания о данной книге по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая набережная, 10, издательство «Энергия», редакция Массовой радиобиблиотеки.

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ

НАЗНАЧЕНИЕ И СПОСОБЫ ПОСТРОЕНИЯ СТАБИЛИЗИРОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ

1-1. Назначение и основные характеристики стабилизированных источников вторичного электропитания

Источники электропитания являются одной из основных частей любого радиоэлектронного устройства. Первичные источники электропитания — промышленная сеть переменного тока в стационарных установках, электрохимические источники тока, солнечные батареи, термоэлементы — не в состоянии удовлетворить всем требованиям, предъявляемым современной радиоэлектронной аппаратурой (РЭА) к качеству питающих напряжений. Современной РЭА требуется большое количество номиналов питающего напряжения постоянного и переменного тока в диапазоне от долей до десятков тысяч вольт при различных значениях потребляемых токов. Нормальная работа большинства радиоэлектронных устройств обеспечивается лишь при поддержании питающих напряжений с заданной степенью точности в течение всего времени работы. Эти и ряд других задач решаются средствами вторичного электропитания.

Средства вторичного электропитания обеспечивают: преобразование напряжения переменного тока в напряжение постоянного и наоборот; преобразование напряжения постоянного или переменного тока одного номинала в одно или несколько напряжений того же вида другого номинала; гальваническую развязку выходных цепей одну от другой и от цепей первичного питания; регулирование выходных напряжений ручным способом или по сигналам команд управления; защиту первичного источника, источников вторичного электропитания и нагрузок при возникновении аварийных ситуаций; контроль и индикацию исправного состояния источников и пр. Импульсные режимы работы аппаратуры, значительные колебания напряжения первичных источников электропитания, широкий диапазон рабочих температур, влияние электрических и магнитных полей и других воздействий приводят к тому, что стабилизация напряжения постоянного и переменного тока является одной из основных функций, выполняемых средствами вторичного электропитания.

Средства вторичного электропитания подразделяются на системы, источники и функциональные узлы источников вторичного электропитания. В сложной РЭА источники вторичного электропитания, устройства управления, коммутации, распределения, защиты, контроля и сигнализации объединяются в систему электропитания, подключенную к первичному источнику электропитания и обеспечивающую по заданной программе электропитанием все цепи РЭА. В подобных системах источники вторичного электропитания и другие

узлы выполняются в виде отдельных законченных конструкций — блоков. Имеются системы электропитания, например, радиолокационных установок, содержащие несколько сотен блоков источников с различными выходными напряжениями и мощностями.

Электропитание более простых радиоэлектронных устройств, в том числе и радиолюбительских, обычно осуществляется от одного блока, в котором сосредоточены все необходимые для работы функции вторичного электропитания. Возможно построение вторичного электропитания с помощью комплекса функциональных узлов, размещенных непосредственно в блоках питаемой ими аппаратуры.

Как и любые другие радиоэлектронные устройства, источники вторичного электропитания должны иметь высокую надежность, большой к. п. д., высокие удельные показатели, удобство в эксплуатации, ремонтопригодность, взаимозаменяемость. Широкое применение полупроводниковых приборов позволяет создавать источники, в достаточной мере отвечающие отмеченным выше требованиям. Хотя полупроводниковые источники электропитания значительно меньше и легче ламповых, однако их объем и масса в настоящее время составляют от 30 до 70% объема или массы питаемой ими аппаратуры. В связи с этим задача миниатюризации источников вторичного электропитания при одновременном повышении к. п. д. и надежности является одной из основных в процессе разработки и конструирования.

Одним из основных путей решения этой задачи является повышение частоты преобразования электроэнергии в источниках вторичного электропитания. Это приводит к значительному уменьшению массы и габаритов моточных элементов (трансформаторов и дросселей фильтров). Так, при изменении частоты преобразования с 50—100 Гц до 10 кГц или с 10 кГц до 100—200 кГц масса трансформаторов уменьшается примерно в 10 раз. Следует, однако, иметь в виду, что с ростом частоты происходит увеличение динамических потерь мощности в силовых транзисторах и диодах, т. е. нужно соответственно увеличивать теплоотводящие устройства (радиаторы). Такое же противоречие можно наблюдать с ростом частоты преобразования и при выборе элементов сглаживающих фильтров. Коэффициент сглаживания пульсаций фильтра увеличивается пропорционально квадрату частоты переменной составляющей напряжения. Таким образом, при заданном коэффициенте пульсаций с ростом частоты необходимые индуктивность дросселя и емкость конденсатора уменьшаются. В то же самое время происходит уменьшение емкости конденсаторов и индуктивности дросселей, снижается максимально допустимое значение переменной составляющей напряжения на этих элементах.

Для каждого источника вторичного электропитания существует частота преобразования, при которой его масса (или объем) в заданных условиях эксплуатации будет наименьшей. С другой стороны, существует частота преобразования, при которой к. п. д. источника будет максимальным. Как правило, эти частоты не совпадают. Практически стремятся выбрать оптимальную частоту, при которой можно достичь компромисса между такими противоречивыми требованиями. Частота эта будет оптимальной для данного устройства лишь при существующем уровне развития техники. Разработка и освоение новых безынерционных полупроводниковых приборов, малогабаритных высокочастотных трансформаторов и дросселей фильтров, электролитических конденсаторов с улучшенными характери-

стиками, применение более эффективных способов отвода тепла, микроминиатюризация элементной базы — все это ведет к увеличению оптимальных частот преобразования, т. е. улучшению удельных показателей источников вторичного электропитания.

С выбором частоты неразрывно связан выбор рационального функционального и схемного решения источника питания. Обычно этот выбор производится на основе опыта разработчиков и результатов макетирования, что приводит к появлению многочисленных и порой противоречивых рекомендаций и схемных решений. В настоящее время начинают применяться электронно-вычислительные машины, способные за весьма малое время проанализировать множество вариантов и выбрать из них наиболее удачный.

Любой источник вторичного электропитания характеризуется рядом определенных количественных показателей или признаков: условиями эксплуатации, параметрами входной и выходной электрической энергии, выходной мощностью, коэффициентом полезного действия, удельными показателями, показателями надежности, временем непрерывной работы, временем готовности, числом каналов, элементной базой.

Основные показатели стабилизированных источников вторичного электропитания: электрические, энергетические, удельные и надежностные — могут быть определены сравнительно простыми математическими выражениями.

Электрические показатели можно разделить на две группы: статические, определяемые при медленном изменении во времени возмущающих факторов (напряжения, тока, температуры окружающей среды), и динамические, определяемые при быстром (скачкообразном) появлении возмущающих факторов, например, при импульсном характере работы нагрузки.

К *статическим электрическим показателям* стабилизированных источников вторичного электропитания следует отнести:

1. Номиналы питающего (входного) напряжения для первичных источников постоянного тока $U_п$ и переменного тока $U_{п.с}$.

2. Допускаемое отклонение питающего напряжения от номинального соответственно $\pm\Delta U_п$ и $\pm\Delta U_{п.с}$ для случая двустороннего симметричного отклонения, $+\Delta U_п$ и $+\Delta U_{п.с}$ или $-\Delta U_п$ и $-\Delta U_{п.с}$ для одностороннего отклонения, $+\Delta U'_п$, $-\Delta U''_п$ и $+\Delta U'_{п.с}$, $-\Delta U''_{п.с}$ для случая двустороннего несимметричного отклонения.

3. Номинальная частота питающего напряжения переменного тока $f_с$.

4 Активная $P_п$ и полная $P_{п.с}$ мощности, потребляемые стабилизированным источником от первичной питающей сети.

5. Номинальное выходное напряжение (на нагрузке) постоянного тока одноканального источника питания $U_н$. В многоканальном источнике питания (с m выходными цепями) номинальные значения выходных напряжений $U'_н$, $U''_н$, ..., $U^m{}_н$.

6. Номинальный ток нагрузки одноканального источника питания $I_н$. В многоканальном источнике номинальные значения токов нагрузки обозначаются $I'_н$, $I''_н$, ..., $I^m{}_н$.

7. Суммарная активная мощность на выходе источника $P_н$. В одноканальном источнике питания $P_н = I_н U_н$, в многоканальном

$$P_н = P'_н + P''_н + \ldots + P^m_н,$$

где

$$P'_н = I'_н U'_н,\ P^m{}_н = I^m{}_н U^m{}_н.$$

8. Нестабильность выходного напряжения при изменении напряжения питания $\delta U_{н(U)}$ определяется как отношение изменения выходного напряжения от номинального значения $(\pm\Delta U_н)_U$ к номинальному значению выходного напряжения $U_н$ при изменении напряжения питания в заданных пределах $\pm\Delta U_п$ (ток нагрузки $I_н$ и температура окружающей среды $T_{ср}$ постоянны), %:

$$\delta U_{н(U)} = \frac{(\pm\,\Delta U_н)_U}{U_н}\,100.$$

9. Нестабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки $\delta U_{н(I)}$ определяется как отношение изменения выходного напряжения от номинального значения $(\pm\Delta U_н)_I$ к номинальному значению выходного напряжения $U_н$ при изменении тока нагрузки в заданных пределах $\pm\Delta I_н$ (напряжение питания $U_п$ и температура окружающей среды $T_{ср}$ постоянны), %:

$$\delta U_{н(I)} = \frac{(\pm\,\Delta U_н)_I}{U_н}\,100.$$

10. Нестабильность выходного напряжения во времени $\delta U_{н(t)}$ определяется как отношение изменения выходного напряжения от номинального значения $(\pm\Delta U_н)_t$ к номинальному значению выходного напряжения $U_н$ в заданный промежуток времени t (напряжение питания $U_п$, ток нагрузки $I_н$ и температура окружающей среды $T_{ср}$ постоянны), %:

$$\delta U_{н(t)} = \frac{(\pm\,\Delta U_н)_t}{U_н}\,100.$$

11. Температурный коэффициент выходного напряжения (ТКН) определяется как отношение изменения выходного напряжения от номинального значения $(\pm\Delta U_н)_T$ к номинальному значению выходного напряжения $U_н$ и к вызывавшему это изменение приращению температуры окружающей среды $\Delta T_{ср}$ (напряжение питания $U_п$ и ток нагрузки $I_н$ постоянны), %:

$$\text{ТКН} = \frac{(\pm\,\Delta U_н)_T}{U_н \Delta T_{ср}}\,100.$$

12. Нестабильность выходного напряжения при одновременном воздействии всех возмущающих факторов $\delta U_н$ определяется как алгебраическая сумма соответствующих нестабильностей для каждого фактора в отдельности (с учетом знака слагаемых)

$$\delta U_н = \delta U_{н(U)} + \delta U_{н(I)} + \delta U_{н(t)} + \text{ТКН}\Delta T_{ср}.$$

13. Для характеристики точности стабилизации выходного напряжения источника вторичного электропитания наряду с относительными значениями нестабильности часто пользуются коэффициентом стабилизации. Этот коэффициент показывает, во сколько раз относительное приращение выходного напряжения источника меньше относительного приращения данного возмущающего фактора при прочих неизменных условиях. Так, коэффициент стабилизации по

напряжению питания $K_{ст(U)}$ (при постоянных значениях тока нагрузки $I_н$ и температуры окружающей среды $T_{ср}$) равен:

$$K_{ст(U)} = \frac{\Delta U_п}{U_п} \frac{U_н}{\Delta U_н}.$$

Коэффициенты стабилизации выходного напряжения при изменении тока нагрузки $K_{ст(I)}$ и температуры окружающей среды $K_{ст(T)}$ определяются выражениями

$$K_{ст(I)} = \frac{\Delta I_н}{I_н} \frac{U_н}{\Delta U_н}$$

(при постоянных значениях напряжения питания $U_п$ и температуры окружающей среды $T_{ср}$);

$$K_{ст(T)} = \frac{\Delta T_{ср}}{T_{ср}} \frac{U_н}{\Delta U_н}$$

(при постоянных значениях напряжения питания $U_п$ и тока нагрузки $I_н$).

14. Выходное сопротивление $R_{вых}$ стабилизированного источника вторичного электропитания определяется как отношение изменения выходного напряжения $\Delta U_н$ к вызвавшему это изменение приращению тока нагрузки $\Delta I_н$ (напряжение питания $U_п$ и температура окружающей среды $T_{ср}$ постоянны)

$$R_{вых} = \frac{\Delta U_н}{\Delta I_н}.$$

15. Пульсация выходного напряжения источника $\delta U_{н.п}$ определяется как отношение переменной составляющей выходного напряжения $U_{н.п}$ к номинальному значению выходного напряжения $U_н$ (напряжение питания $U_п$, ток нагрузки $I_н$ и температура окружающей среды $T_{ср}$ постоянны), %:

$$\delta U_{н.п} = \frac{U_{н.п}}{U_н} 100.$$

16. Способность стабилизированного источника с выходным напряжением постоянного тока уменьшать переменную составляющую напряжения на выходе $U_{н.п}$ по отношению к ее значению на входе $U_{п.п}$ характеризуется коэффициентом сглаживания пульсаций $K_п$. Этот коэффициент определяется как произведение отношения переменных составляющих напряжений на входе и выходе устройства и отношения номинальных значений выходного напряжения и напряжения питания при постоянных значениях напряжения питания $U_п$ и тока нагрузки $I_н$

$$K_п = \frac{U_{п.п}}{U_{н.п}} \frac{U_н}{U_п}.$$

Динамические показатели стабилизированных источников вторичного электропитания характеризуют их поведение при резких (скачкообразных) изменениях режимов и условий работы. Так, на рис. 1-1 представлены кривые выходного напряжения источ-

ника при скачкообразном включении питающего напряжения $U_п$, показаны важнейшие динамические показатели.

1. Максимальное значение перерегулирования $\Delta U_{н.макс}$ определяется как разность между максимальным мгновенным значением выходного напряжения $U''_{н.макс}$ и максимально допустимым значением при статическом отклонении выходного напряжения $U'_{н.макс}$ в ту же сторону

$$\Delta U_{н.макс} = U''_{н.макс} - U'_{н.макс}.$$

2. Время установления выходного напряжения $t_{уст(U)}$ определяется интервалом времени между началом возмущающего воздействия t_0 и моментом t_1, когда мгновенное значение выходного напряжения не превосходит максимально допустимого значения при статическом отклонении выходного напряжения в ту же сторону

$$t_{уст(U)} = t_1 - t_0.$$

Процесс установления выходного напряжения может иметь колебательный характер (рис. 1-1, кривая *1*), апериодический (кривая *2*) или монотонный (кривая *3*).

3. Устойчивость стабилизированного источника вторичного электропитания. Современный стабилизированный источник обычно представляет собой сложную систему автоматического регулирования с одной или несколькими цепями отрицательной обратной связи (ООС). В связи с тем, что параметры многих электрорадиоэлементов (в том числе и в цепи ООС) зависят от частоты, то с ростом частоты может происходить изменение глубины ООС и фазового сдвига между входным и выходным напряжениями разомкнутой системы регулирования. Если фазовый сдвиг станет равным 180° при коэффициенте усиления системы, отличном от единицы, то ООС изменит знак и станет положительной. Это приведет к самовозбуждению стабилизированного источника питания. Для обеспечения устойчивой работы источника необходимо, чтобы фазовый сдвиг напряжений был меньше 180° на частоте, при которой модуль коэффициента усиления разомкнутой системы равен единице. С этой целью в схему обычно приходится вводить специальные корректирующие элементы.

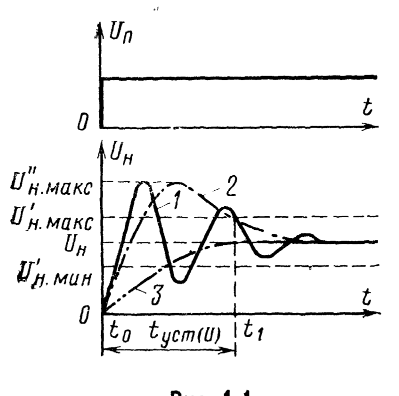


Рис. 1-1.

4. Динамические показатели питающего (входного) напряжения характеризуются значением амплитуды и длительности возможных кратковременных отклонений питающего напряжения от номинального значения.

Если импульсные отклонения имеют малую длительность, а на входе стабилизированного источника вторичного электропитания установлен фильтр с конденсатором достаточно большой емкости (выполняющим роль накопителя энергии), то динамические отклонения напряжения пита-

ния при выборе и расчете схем источников можно не учитывать.

К энергетическим показателям стабилизированных источников вторичного электропитания относятся коэффициент полезного действия и коэффициент мощности.

Коэффициент полезного действия (к. п. д.) источника $\eta_{ист}$ представляет собой отношение мощности, отдаваемой вторичным источником питания в нагрузку $P_н$, к мощности, потребляемой от первичного источника питания $P_п$:

$$\eta_{ист} = \frac{P_н}{P_п} = \frac{P_н}{P_н + \Sigma P_{пот}},$$

где $\Sigma P_{пот}$ — суммарные потери мощности в самом вторичном источнике электропитания.

Значение к. п. д. не только характеризует экономичность источника, но и существенным образом влияет на его объем и массу, а также надежность работы. Чем большая мощность рассеивается внутри прибора, тем больше должна быть поверхность, а следовательно, масса и объем радиаторов, тем выше рабочая температура для электрорадиоэлементов схемы и тем ниже надежность источника.

При питании от сети переменного тока стабилизированный источник вторичного электропитания потребляет не только активную $P_п$, но и реактивную $P_{п.р}$ составляющую мощности. Потребление реактивной мощности объясняется не только наличием реактивных накопителей энергии во вторичном источнике, но и изменением фазы потребляемого от первичной сети тока во времени (по отношению к фазе питающего напряжения) в стабилизирующих устройствах с импульсным регулированием. В этом случае стабилизированный источник вторичного электропитания характеризуется коэффициентом мощности $\varkappa$, определяемым как отношение активной мощности $P_п$, потребляемой от первичной сети, к полной мощности $P_{п.с}$

$$\varkappa = \frac{P_п}{P_{п.с}} = \nu \cos \varphi.$$

Коэффициент мощности зависит от косинуса угла сдвига фаз между первыми гармониками тока, потребляемого из питающей сети, и напряжения питания $\cos \varphi$ и от коэффициента искажения формы кривой тока питания ν. Последний учитывает высшие гармоники в кривой потребляемого из сети тока (при импульсном способе регулирования) и определяется из соотношения

$$\nu = \frac{I_{п1действ}}{I_{п.действ}},$$

где $I_{п.действ}$, $I_{п1действ}$ — соответственно действующее значение тока, потребляемого от питающей сети, и его первой гармоники. Если же форма кривой тока и напряжения питания синусоидальны, то $\nu = 1$ и $\varkappa = \cos \varphi$.

Удельные показатели стабилизированного источника вторичного электропитания характеризуются выходной мощностью (Вт), приходящейся на единицу массы $G_{ист}$ (кг), объема $V_{ист}$ (дм^3), или стоимости $S_{ист}$ (руб.):

$$\gamma_G = \frac{P_н}{G_{ист}}; \quad \gamma_V = \frac{P_н}{V_{ист}}; \quad \gamma_S = \frac{P_н}{S_{ист}}.$$

На практике обычно пользуются одной из этих величин в зависимости от того, что важнее в каждом конкретном случае: масса, объем или стоимость вторичного источника питания.

В качестве количественных показателей надежности стабилизированного источника вторичного электропитания используется значение вероятности безотказной работы в течение заданного промежутка времени $p_{\text{ист}}(t)$ или среднего времени наработки на отказ $T_{\text{ист}}$. При расчете этих показателей обычно принимается экспоненциальный закон распределения отказов электрорадиоэлементов, входящих в состав схемы:

$$p_{\text{ист}}(t) = e^{-t/T_{\text{ист}}} = e^{-\lambda_{\text{ист}} t},$$

где $\lambda_{\text{ист}} = 1/T_{\text{ист}}$ — суммарная интенсивность отказов электрорадиоэлементов схемы источника при определенных коэффициентах их загрузки и условиях эксплуатации.

Основными методами повышения надежности работы стабилизированного источника вторичного электропитания являются:

1. Максимально возможное упрощение схемы, т. е. сокращение количества электрорадиоэлементов.

2. Применение наиболее надежных элементов, по возможности в облегченных режимах работы.

3. Снижение влияния температуры окружающей среды на режим работы электрорадиоэлементов схемы.

4. Введение в схему источника соответствующих устройств защиты, контроля и сигнализации, обеспечивающих сохранность электрорадиоэлементов при возникновении аварийных ситуаций, а также позволяющих своевременно и быстро выявлять возникающие неисправности. При этом следует иметь в виду, что введение в схему источника громоздких и сложных устройств может привести не к повышению, а к снижению надежности работы.

5. Резервирование (поэлементное, узловое, блочное и пр.) источников вторичного электропитания. Этот метод является наиболее эффективным, однако приводит к значительному увеличению массы и объема устройств.

Все показатели стабилизированных источников вторичного электропитания не могут быть получены хорошими из-за противоречий между ними. Поэтому для каждого конкретного случая необходимо уточнить, какими из показателей можно пренебречь для улучшения других.

Оптимальным будет такой стабилизированный источник вторичного электропитания, который выполняет все возложенные на него функции при максимальных значениях удельных показателей, к. п. д. и надежности работы.

1-2. Способы построения стабилизированных источников вторичного электропитания

Современные стабилизированные источники вторичного электропитания отличаются многообразием решений структурных, функциональных, принципиальных схем и узлов. Это объясняется столь же многочисленными и разнообразными требованиями, которые предъявляются радиоэлектронной аппаратурой к источникам питания.

Стабилизированные источники вторичного электропитания условно классифицируются по основным признакам: по роду тока входного и выходного напряжений различают преобразователи напряжения переменного тока в переменный, переменного в постоянный, постоянного в переменный, постоянного в постоянный, комбинированные преобразователи напряжения; по виду регулирующих (исполнительных) элементов — ламповые, магнитные, полупроводниковые (транзисторные, тиристорные, на интегральных микросхемах), магнитно-полупроводниковые и пр.; по номинальному значению выходного напряжения — низкого напряжения (до 100 В), среднего (от 100 до 1000 В), высокого (свыше 1000 В); по допустимому отклонению выходного напряжения (нестабильности) — низкой точности (свыше 5%), средней (от 1 до 5%), высокой (от 0,1 до 1%), прецизионной (менее 0,1%); по пульсациям выходного напряжения — с малым коэффициентом пульсаций (менее 0,1%), средним (от 0,1 до 1%), большим (более 1%); по выходной мощности — микромощные (до 1 Вт), малой мощности (от 1 до 10 Вт), средней (от 10 до 100 Вт), повышенной (от 100 до 1000 Вт), большой (свыше 1000 Вт); по способу регулирования напряжения — непрерывные и импульсные; по наличию цепи обратной связи — без обратной связи (параметрические), с одной или несколькими цепями обратной связи (компенсационные), комбинированные и пр.

Любой стабилизированный источник вторичного электропитания представляет собой совокупность нескольких функциональных узлов, выполняющих различные виды преобразования электрической энергии: выпрямление, фильтрацию, инвертирование, трансформирование, регулирование, стабилизацию, усиление, защиту и пр. Эти функциональные узлы характеризуются рядом признаков: назначением, входными и выходными параметрами, условиями эксплуатации, элементной базой. Ниже дается краткая характеристика основных функциональных узлов источников вторичного электропитания.

Выпрямитель *В* — преобразователь напряжения переменного тока любой формы в однополярное (пульсирующее) напряжение. Он представляет собой один или несколько нелинейных элементов с односторонней проводимостью (например, полупроводниковых диодов), соединенных в одну из многочисленных схем выпрямления.

Фильтр *Ф* — устройство, содержащее реактивные *C*, *L* и активные *R* элементы и предназначенное для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения. Фильтр используется также для защиты потребителей электроэнергии (нагрузок) от помех, поступающих во вторичный источник из первичной питающей сети, и для уменьшения уровня помех, создаваемых самим вторичным источником питания в первичной сети.

Инвертор *И* — статический преобразователь напряжения постоянного тока в переменный ток. Инвертор выполняется обычно на полупроводниковых приборах — транзисторах или тиристорах, работающих в режиме переключения. Он может иметь гальванический или трансформаторный выход, форма напряжения на выходе прямоугольная, реже синусоидальная, пилообразная, трапецеидальная и т. п. Маломощный инвертор часто используется в качестве задающего генератора, управляющего работой усилителя мощности *УМ*.

Трансформатор *Тр* — преобразователь напряжения переменного тока одного номинала в одно или несколько напряжений

переменного тока других номиналов. Трансформатор обеспечивает гальваническую развязку выходных цепей друг от друга и от питающей сети. Трансформатор применяется в источнике вторичного электропитания как самостоятельный узел или входит в состав других узлов, например инвертора, усилителя мощности.

Стабилизатор напряжения *СН* — устройство, поддерживающее неизменным напряжение постоянного или переменного тока в заданных пределах при воздействии различных возмущающих факторов. В ряде случаев стабилизатор напряжения осуществляет точную установку номинала выходного напряжения, обеспечивает возможность плавной регулировки напряжения. Стабилизаторы напряжения постоянного тока с непрерывным способом регулирования могут, кроме того, подавлять переменную составляющую в напряжении постоянного тока.

Регулятор напряжения *РН* — устройство, изменяющее напряжение на нагрузке по требуемому закону в заданном диапазоне регулирования. В качестве регулятора напряжения может быть использована любая схема стабилизации напряжения, у которой разомкнута цепь ООС. Вместо сигнала ошибки регулирования в цепь ООС регулятора подается внешний управляющий сигнал, значение которого может меняться вручную или автоматически по заданной программе.

Вольтодобавочное устройство *ВДУ* — дополнительный регулируемый источник напряжения постоянного или переменного тока. Применение такого устройства позволяет коммутировать регулирующему элементу не всю выходную мощность, а только часть ее, необходимую для обеспечения стабилизации выходного напряжения в заданных пределах. Питание вольтодобавочного устройства может быть осуществлено от основного первичного источника, от дополнительного (вспомогательного) или от одной из выходных цепей источника вторичного электропитания; регулирование напряжения — непрерывным или импульсным способом.

Отдельные функциональные узлы источников вторичного электропитания могут совмещать в себе несколько функций: выпрямление и регулирование напряжения постоянного тока в регулируемом выпрямителе *ВР*; инвертирование, выпрямление и фильтрацию напряжения постоянного тока в конвертере *К*; инвертирование, трансформацию и стабилизацию напряжения в стабилизированном инверторе *СИ*. Подобные схемные реализации позволяют упростить схему источника вторичного электропитания, повысить его к. п. д. и надежность работы.

Стабилизаторы (регуляторы) напряжения, входящие в состав источника вторичного электропитания как отдельные функциональные узлы, представляют собой сложные устройства, состоящие из нескольких функциональных узлов. Ниже приводятся функциональные схемы стабилизаторов напряжения постоянного и переменного тока и способы регулирования напряжения.

Для стабилизации напряжения питания радиоэлектронной аппаратуры на полупроводниковых приборах широкое применение находят стабилизаторы напряжения постоянного и переменного тока с непрерывным способом регулирования. Основные функциональные схемы таких стабилизаторов приведены на рис. 1-2,*а—в*. В параметрических схемах *ПСН* (рис. 1-2,*а*) стабилизация напряжения постоянного или переменного тока осуществляется за счет нелинейно-

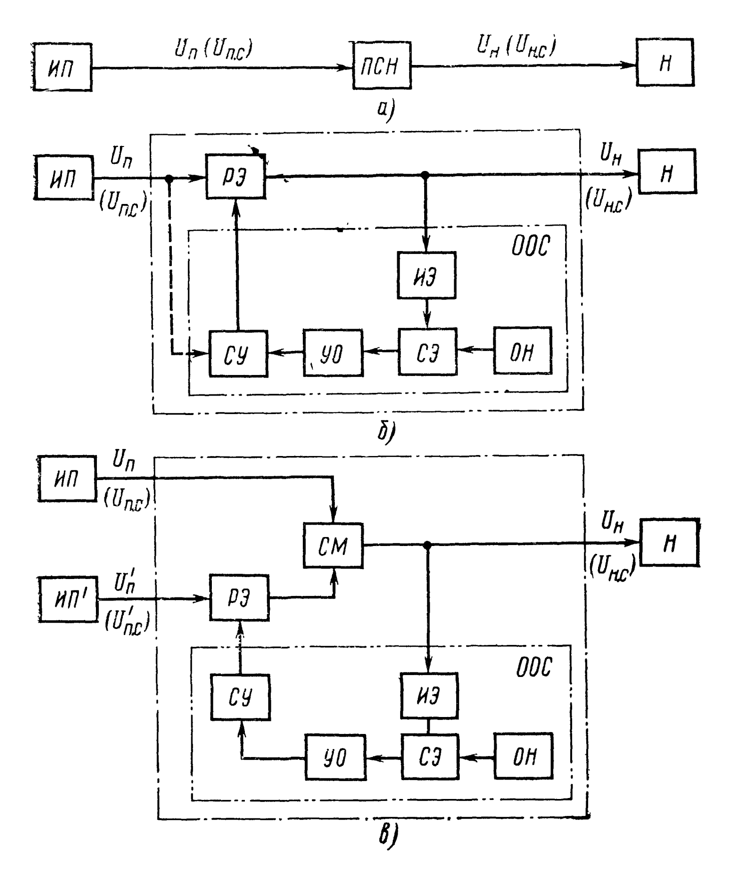


Рис. 1-2.

сти вольт-амперной характеристики некоторых элементов, например кремниевого стабилитрона, дросселя насыщения, включенных между первичным источником питания *ИП* и нагрузкой *Н*.

Компенсационный стабилизатор напряжения представляет собой систему автоматического регулирования с замкнутой цепью ООС (рис. 1-2,*б*). В цепи ООС осуществляется сравнение (частичного или полного) выходного напряжения стабилизатора, снимаемого с измерительного элемента *ИЭ*, и эталонного напряжения источника опорного напряжения *ОН*. Сигнал ошибки, появляющийся на выходе сравнивающего элемента *СЭ*, усиливается усилителем ошибки *УО* и поступает на схему управления *СУ*. Последняя воздействует на регулирующий элемент *РЭ* стабилизатора таким образом, что компенсирует происшедшее изменение выходного напряжения. Следует иметь в виду, что некоторые из перечисленных выше элементов цепи ООС могут отсутствовать или объединяться друг с другом.

Выходные характеристики компенсационных стабилизаторов напряжения могут быть улучшены введением в схему нескольких цепей ООС. С этой же целью в компенсационный стабилизатор может быть введено дополнительное параметрическое управление регулирующим элементом (показано на рис. 1-2,*б* пунктиром). Подобные схемы стабилизации называются комбинированными.

В мощных стабилизаторах напряжения через регулирующий элемент целесообразно пропускать только часть выходной мощности, необходимую для компенсации возможных изменений выходного напряжения. Подобная функциональная схема приведена на рис. 1-2,*в*. Источником вольтодобавочного напряжения является дополнительный первичный источник *ИП'*, в цепь которого включен регулирующий элемент *РЭ*. Суммирование регулируемого и нерегулируемого напряжений происходит в элементе *СМ*, затем это напряжение поступает в нагрузку.

Цепь ООС содержит те же элементы, что и в схеме на рис. 1-2,*б*. Схема стабилизации с вольтодобавкой по сравнению с обычной схемой позволяет получить выигрыш в массе и объеме регулирующего элемента и радиатора. Этот выигрыш особенно заметен при сравнительно небольших значениях отклонения питающего напряжения от номинала (не более 10—15%), в противном случае масса и объем регулирующего элемента и радиаторов становятся соизмеримыми с массой и объемом регулирующего элемента стабилизатора (рис. 1-2,*б*).

Параметрические схемы стабилизации по сравнению с компенсационными обычно имеют меньшие габариты и массу, проще и более надежны. К недостаткам параметрических стабилизаторов следует отнести сравнительно малый коэффициент стабилизации выходного напряжения, небольшую выходную мощность, низкий к. п. д., невозможность плавной регулировки выходного напряжения и точной установки его номинала. В параметрических стабилизаторах напряжения переменного тока наблюдается значительное искажение формы выходного напряжения.

Стабилизаторы напряжения компенсационного типа кроме функции стабилизации выходного напряжения с очень высокой степенью точности обеспечивают возможность плавной регулировки и точной установки требуемого значения выходного напряжения; их выходная мощность и к. п. д. значительно выше, чем у параметрических стабилизаторов. Однако у компенсационных стабилизаторов более сложная схема, их масса и занимаемый объем больше.

Как уже отмечалось выше, существуют два принципиально отличных друг от друга режима работы регулирующих элементов компенсационных стабилизаторов напряжения: непрерывный (линейный) и импульсный (ключевой или режим переключения).

В непрерывном режиме регулирующий элемент стабилизатора работает как управляемое активное сопротивление. Все избыточное напряжение, а следовательно, и мощность снижается на этом элементе.

Такой режим работы характеризуется сравнительно низким к. п. д., необходимостью применения больших по объему и массе теплоотводящих устройств (радиаторов). Однако способ непрерывного регулирования напряжения имеет ряд достоинств, благодаря которым он до настоящего времени находит широкое применение: относительная простота схемы стабилизатора по сравнению с импульсным способом регулирования, очень малый уровень наводок и

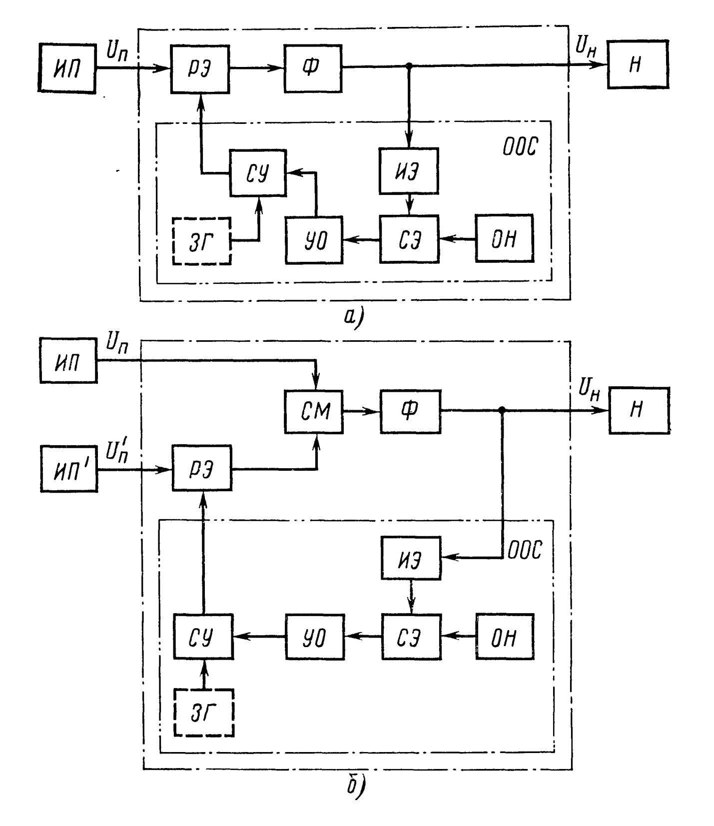


Рис. 1-3.

помех, возможность получения чрезвычайно малого уровня пульсаций выходного напряжения в стабилизаторах напряжения постоянного тока и возможность достижения неискаженной формы выходного напряжения в стабилизаторах напряжения переменного тока, высокое быстродействие и малая динамическая нестабильность. В стабилизаторах напряжения переменного тока с непрерывным регулированием выходное напряжение может быть стабилизировано по среднему, действующему, амплитудному значениям, по всем трем или по любым двум из них.

Импульсный режим работы регулирующего элемента стабилизатора позволяет значительно уменьшить рассеиваемую на нем мощность, тем самым повысить к. п. д. и надежность работы схемы, уменьшить объем и массу стабилизатора. В импульсном режиме меньше влияет на работу стабилизатора зависимость параметров регулирующего элемента от температуры окружающей среды. В качестве регулирующих элементов в этом случае могут быть использованы транзисторы, тиристоры, магнитные усилители и пр.

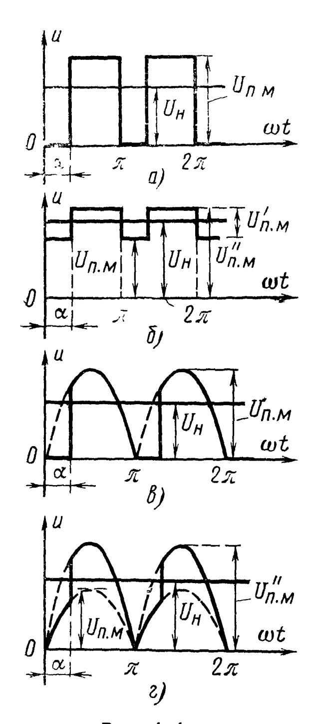


Рис. 1-4.

В зависимости от способа регулирования напряжения цепь ООС импульсного стабилизатора может изменять длительность открытого или закрытого состояния регулирующего элемента, частоту следования импульсов, их фазу, амплитуду или одновременно несколько параметров.

Основные функциональные схемы импульсных стабилизаторов напряжения постоянного тока приведены на рис. 1-3,*а*, *б*. В схеме рис. 1-3,*а* напряжение постоянного тока первичного источника *ИП* преобразуется регулирующим элементом *РЭ* в последовательность импульсов прямоугольной формы с изменяемыми параметрами (рис. 1-4,*а*). Затем эти импульсы сглаживающим фильтром *Ф* вновь преобразуются в напряжение постоянного тока, поступающее в нагрузку *Н*. Цепь ООС стабилизатора воздействует на регулирующий элемент таким образом, что среднее значение выходного напряжения $U_н$ остается постоянным. Преобразование напряжения постоянного тока в прямоугольные импульсы осуществляется задающим генератором *ЗГ*. Импульсный стабилизатор может работать и без задающего генератора в режиме автоколебаний. В первом случае частота следования импульсов регулирующего элемента постоянна, во втором — зависит от напряжения первичного источника и определяется работой релейного элемента (вместо *СЭ*), на входе которого происходит сравнение выходного и опорного напряжений.

Релейные импульсные стабилизаторы напряжения постоянного тока более быстродействующие, однако из-за переменной частоты переключения в схеме затруднен выбор оптимальных значений элементов сглаживающих и защитных фильтров. Назначение остальных элементов цепи ООС то же, что и у стабилизаторов с непрерывным способом регулирования. Импульсный стабилизатор также может быть выполнен по схеме с вольтодобавочным напряжением (рис. 1-3,*б*), для чего необходим дополнительный источник питания *ИП'*, имеющий на выходе напряжение $U'_п = U'_{п.м}$.

Форма напряжения на выходе суммирующего элемента *СМ* показана на рис. 1-4,*б*, где $U''_{п.м} = U_{п.м} + U'_{п.м}$. В связи с тем, что через регулирующий элемент проходит только часть выходной мощности, его габариты и масса заметно уменьшаются; то же самое относится и к элементам сглаживающего фильтра *Ф*, на вход которого поступает напряжение с неполной (частичной) модуляцией. Достоинства схемы с вольтодобавочным напряжением особенно заметны при сравнительно небольших пределах изменения питающего напряжения.

В стабилизаторах напряжения с непрерывным и импульсным способами регулирования возможны различные варианты включения

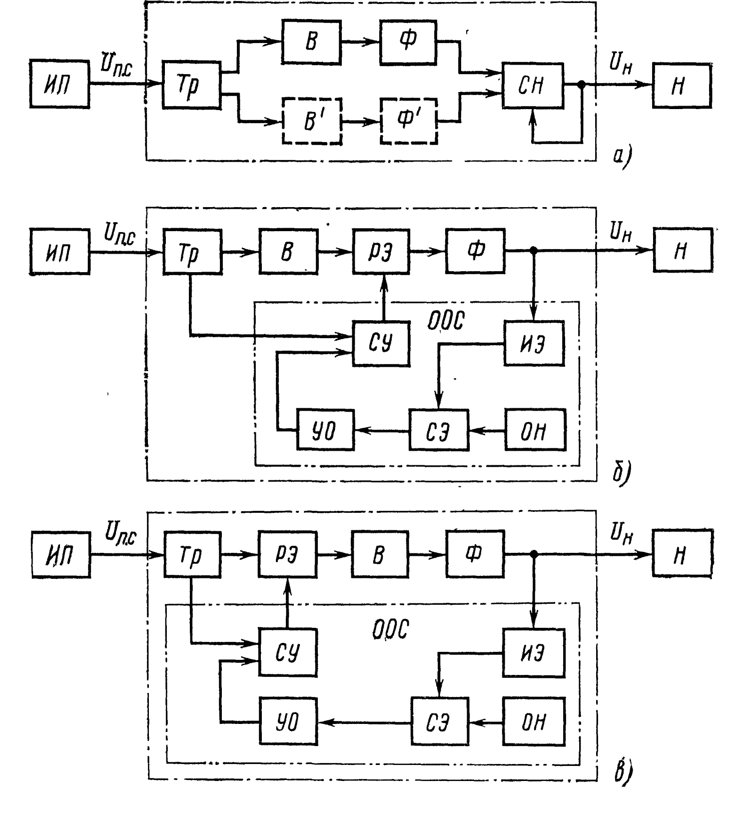


Рис. 1-5.

регулирующего элемента (и элементов сглаживающего фильтра) по отношению к нагрузке. Особенности работы этих схем будут рассмотрены в соответствующих главах.

Если рассмотренные выше стабилизаторы напряжения постоянного тока необходимо питать от промышленной сети переменного тока $U_{п.с}$, то на их вход необходимо включать устройство, состоящее из трансформатора *Тр*, выпрямителя *В* и фильтра *Ф* (рис. 1-5,*а*). Для питания стабилизатора с вольтодобавочным напряжением необходимы дополнительный выпрямитель *В'* и фильтр *Ф'* (показаны на рис. 1-5,*а* пунктиром). При низкой частоте питающей сети (50—400 Гц) подобное устройство может занимать половину объема (и массы) всего стабилизированного источника вторичного электропитания, что резко ухудшает удельные показатели источника.

При импульсном способе регулирования напряжения из схемы (рис. 1-5,*а*) целесообразно исключить фильтр *Ф*, а регулирующий элемент стабилизатора включить непосредственно в цепь пульсирую-

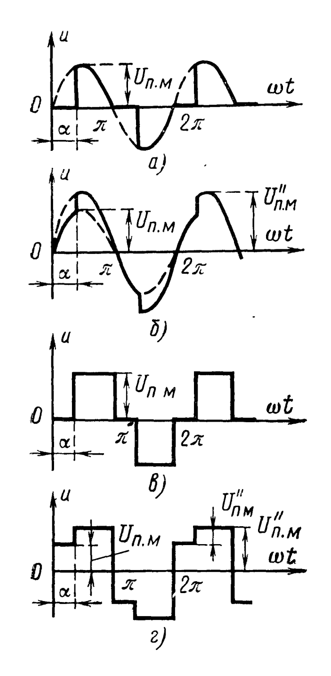


Рис. 1-6.

щего тока выпрямителя *В*. Роль сглаживающего фильтра в этом случае выполняет фильтр импульсного стабилизатора *Ф* (рис. 1-5,*б*). Если частота переключения регулирующего элемента стабилизатора соответствует частоте сети переменного тока, а изменяется лишь угол регулирования α, то форма напряжения на выходе РЭ соответствует рис. 1-4,*в*. Исключение из схемы фильтра позволяет несколько упростить схему, повысить ее к. п. д., уменьшить массу и объем. Применяя схему импульсного стабилизатора с вольтодобавочным напряжением, можно исключить из схемы (рис. 1-5,*а*) оба фильтра *Ф* и *Ф'*, а регулирующий элемент включить в цепь выпрямителя *В'*. Форма напряжения на выходе *РЭ* в этом случае соответствует рис. 1-4,*г*. Достоинства схемы с вольтодобавкой были отмечены выше.

Стабилизация выходного напряжения постоянного тока может быть осуществлена и в том случае, если регулирующий элемент стабилизатора включить непосредственно в цепь переменного тока на первичной или вторичной стороне трансформатора *Тр* (рис. 1-5,*в*). Регулирующий элемент обычно работает в импульсном режиме, форма напряжения на его выходе показана на рис. 1-6,*а*. Поскольку на выходе *РЭ* включена схема выпрямления *В* (обычно двухполупериодная), то форма напряжения на входе фильтра в схеме рис. 1-5,*в* будет такой же, как и в схеме рис. 1-5,*б*. Регулирующий элемент импульсного стабилизатора в цепи переменного тока промышленной частоты может работать не только с частотой сети, но и с более высокой частотой переключения, определяемой частотой внешнего задающего генератора. В этом случае при регулировании происходит меньшее искажение формы напряжения переменного тока, что приводит к уменьшению пульсаций выпрямленного напряжения и сглаживающего фильтра.

Исключение из схемы рис. 1-5,*в* узлов выпрямителя *В* и фильтра *Ф* превращает ее в стабилизатор напряжения переменного тока (рис. 1-7,*а*) с импульсным регулированием. Форма выходного напряжения такого стабилизатора приведена на рис. 1-6,*а*. Импульсный способ регулирования напряжения переменного тока хотя и имеет ряд известных преимуществ, однако неизбежно связан с сильным искажением формы кривой выходного напряжения. Менее искаженную форму выходного напряжения переменного тока получают в схемах стабилизации с вольтодобавочным напряжением (рис. 1-7,*б*). В схеме работают два регулирующих элемента *РЭ* и *РЭ'*, включающиеся поочередно в течение каждого полупериода. Форма выходного напряжения для этой схемы показана на рис. 1-6,*б*.

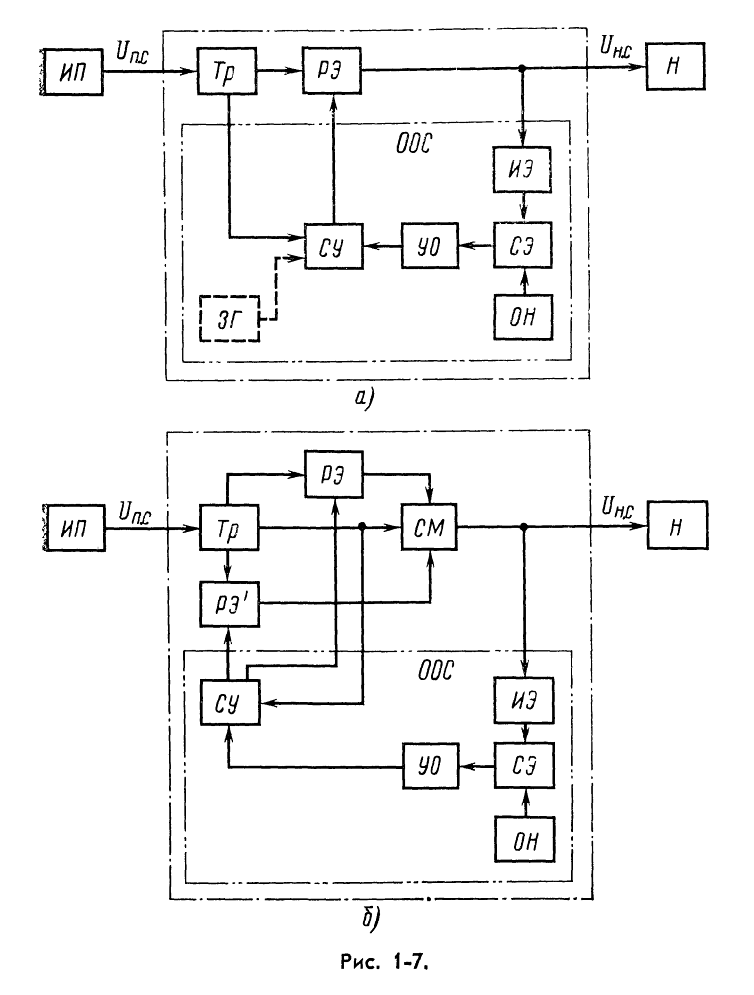


Рис. 1-7.

В качестве регулирующих элементов напряжения переменного тока используются транзисторы, тиристоры (кремниевые управляемые вентили), управляемые дроссели насыщения, трансформаторы с подмагничивающим шунтом. Выходное напряжение поддерживается постоянным за счет изменения угла регулирования α. Стабилизация выходного напряжения переменного тока в импульсных стабилизаторах может осуществляться по амплитудному, среднему или действующему значению в зависимости от того, по какому напряжению производит слежение измерительный элемент *ИЭ*.

Форма выходного напряжения стабилизатора при подаче на его вход переменного напряжения прямоугольной формы приведена на рис. 1-6,*в*, а для стабилизатора с вольтодобавкой — на рис. 1-6,*г*.

Формы выходного напряжения	Среднее значение напряжения	Действующее значение напряжения
Рис. 1-4, *а* Рис. 1-6, *в*	$U_{п.м}\left(1-\frac{\alpha}{\pi}\right)$, при $\alpha=0$ $U_{п.м}$	$U_{п.м}\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}}$, при $\alpha=0$ $\frac{U_{п.м}}{\sqrt{2}}$
Рис. 1-4, *б* Рис. 1-6, *г*	$U''_{п.м}\left[1-\frac{\alpha}{\pi}(1-s)\right]$	$U''_{п.м}\sqrt{1-\frac{\alpha}{\pi}(1-s^2)}$
Рис. 1-4, *в* Рис. 1-6, *а*	$\frac{U_{п.м}}{\pi}(1+\cos\alpha)$, при $\alpha=0$ $\frac{2U_{п.м}}{\pi}$	$\frac{U_{п.м}}{\sqrt{2\pi}}\sqrt{\pi-\alpha+\frac{\sin 2\alpha}{2}}$, при $\alpha=0$ $\frac{U_{п.м}}{\sqrt{2}}$
Рис. 1-4, *г* Рис. 1-6, *б*	$\frac{U''_{п.м}}{\pi}[1+s+(1-s)\cos\alpha]$	$\frac{U''_{п.м}}{\sqrt{2\pi}}\sqrt{\pi-(1-s^2)\left(\alpha-\frac{\sin 2\alpha}{2}\right)}$

Примечание. В табл. 1-1 приняты обозначения: $U_{п.м}$ — амплитудное значение напряжения переменного тока $u_п=U_{п.м}\sin\omega t$ или $U_{п.м}=U_п$ напряжения постоянного тока первичного источника; $U'_{п.м}$ — то же для дополнительного первичного источника; $U''_{п.м}=U_{п.м}+U'_{п.м}$; $s=\frac{U'_{п.м}}{U''_{п.м}}$

В табл. 1-1 приведены выражения, позволяющие определить средние и действующие (эффективные) значения для ряда напряжений различной формы.

Наряду с отмеченными выше достоинствами импульсные схемы стабилизации напряжения имеют и значительные недостатки, ограничивающие область применения этих схем. В схемах с импульсным регулированием и выходным напряжением постоянного тока имеют место значительная динамическая нестабильность выходного напряжения и большой уровень пульсаций, в связи с чем требуется применение громоздких сглаживающих фильтров.

Большая скорость переключения тока регулирующим элементом и наличие в схеме паразитных индуктивностей и емкостей приводят к появлению на выходе высокочастотных наводок и помех. Импульсный характер тока, потребляемого от первичного источника питания, является причиной появления импульсных помех на шинах первичного питания. Эти помехи могут нарушить работоспособность другой радиоэлектронной аппаратуры, питающейся от того же первичного источника. Поэтому импульсные схемы стабилизации напряжения должны иметь на входе защитный фильтр. Импульсные схемы стабилизации и регулирования напряжения постоянного тока применяют обычно в портативной, переносной и бортовой аппаратуре, где

в первую очередь требуется высокая экономичность, а требования к уровню пульсаций выходного напряжения сравнительно невысоки.

Недостатком импульсных схем стабилизации напряжения переменного тока, как уже отмечалось, является искажение формы выходного напряжения, т. е. появление высших гармоник выходного напряжения. Подобные схемы находят широкое применение в устройствах автоматики и электропривода для стабилизации или регулирования числа оборотов электродвигателей.

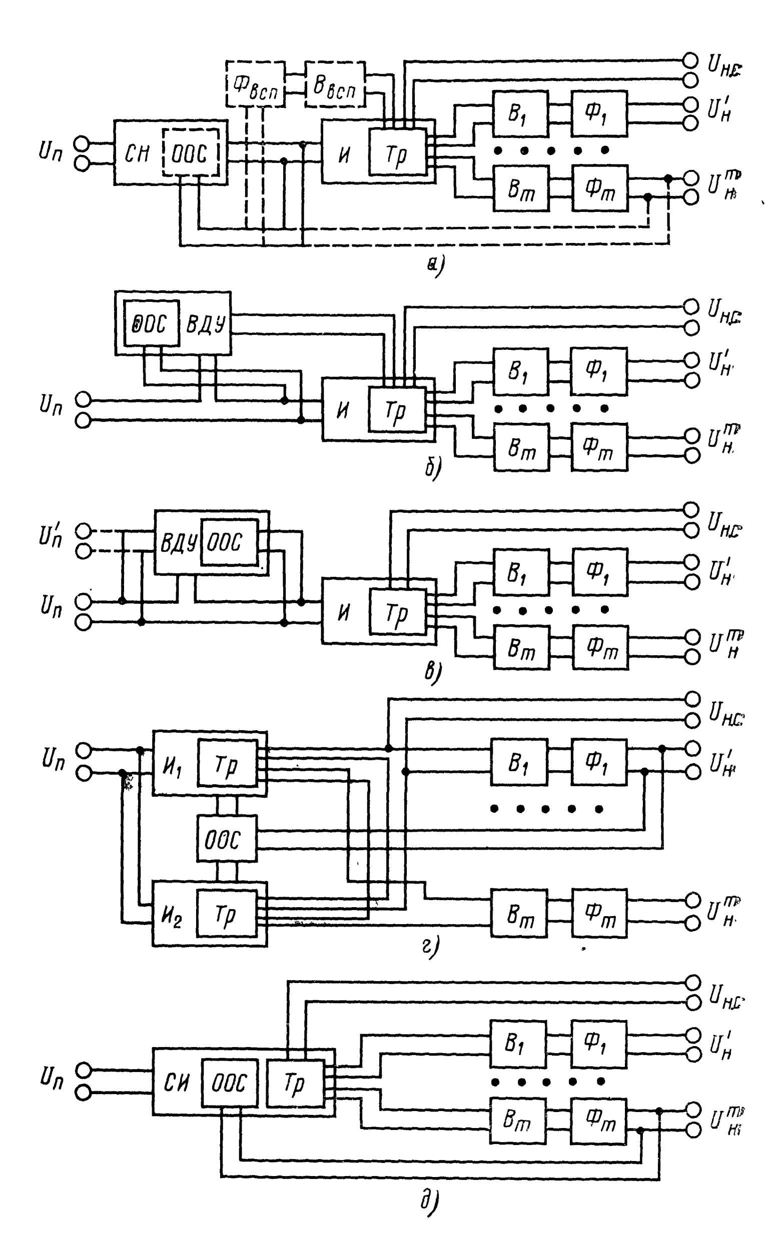
Рассмотренные выше функциональные схемы стабилизаторов напряжения постоянного и переменного тока представляют собой сравнительно простые одноканальные стабилизированные источники вторичного электропитания. Для питания радиоэлектронной аппаратуры, как правило, требуется напряжение постоянного (и переменного) тока различных номиналов, полярности, выходной мощности. Поэтому приходится использовать несколько одноканальных источников питания или разрабатывать сложные многоканальные. В первом случае система вторичного электропитания получается более гибкой: используются сравнительно простые унифицированные одноканальные блоки питания, изменение номиналов каких-либо выходных цепей осуществляется простой заменой блоков, однако суммарный объем и масса намного больше, чем во втором случае. Многоканальные источники представляют собой весьма сложные устройства, хотя их масса и объем значительно меньше (основная экономия получается за счет более рационального конструктивного решения); изменение номинала хотя бы одной из выходных цепей приводит к переделке всего блока питания.

На практике широкое применение находят оба способа питания аппаратуры. Ниже кратко рассмотрены возможные способы построения функциональных схем многоканальных стабилизированных источников вторичного электропитания, а также некоторые специфические схемы одноканальных источников.

В многоканальных источниках вторичного электропитания, преобразующих первичное напряжение постоянного тока, обязательным функциональным узлом схемы является инвертор с трансформаторным выходом, обеспечивающий совместно с усилителем большую выходную мощность. Частота переключения инвертора выбирается от 1 до 50 кГц в зависимости от элементной базы. К выходным обмоткам трансформатора подключаются выпрямители и сглаживающие фильтры. Стабилизация выходных напряжений постоянного $U_{н}$ и переменного $U_{н.с}$ тока в многоканальном источнике может осуществляться двумя способами: централизованно и индивидуально.

Централизованный способ заключается в стабилизации выходных напряжений за счет стабилизации напряжения постоянного тока, питающего инвертор (рис. 1-8,*а*). Для этого могут быть использованы простейшие схемы стабилизаторов напряжения постоянного тока или более сложные, рассматриваемые ниже. Цепь ООС стабилизатора *СН* может быть подключена непосредственно к выходу стабилизатора напряжения, к вспомогательной выходной цепи постоянного тока инвертора $В_{всп}$, $Ф_{всп}$ или к одному из его основных выходов (последние два случая показаны на рис. 1-8,*а* пунктиром).

В первом варианте схема стабилизации не контролирует изменений выходного напряжения, вызываемых изменениями параметров инвертора *И*, выходного трансформатора *Тр* и элементов выходных цепей. Во втором — цепь ООС охватывает инвертор и первичную обмотку трансформатора, но не следит за изменениями, происходя-



Uп
СН
ООС
Фвсп
Ввсп
И
Тр
В1
Ф1
Вm
Фm
Uнс
U'н
Umн
а)
ООС
ВДУ
б)
U'п
в)
И1
И2
г)
СИ
д)

Рис. 1-8.

щими во вторичных обмотках и выходных цепях. В последнем случае цепь ООС контролирует изменения выходного напряжения, вызванные изменениями параметров инвертора, трансформатора и одной из выходных цепей (обычно это цепь с самыми жесткими требованиями к стабильности напряжения).

Для того чтобы в этом случае устранить гальваническую связь между данной выходной цепью и первичной питающей сетью, в цепь ООС необходимо ввести элемент, обеспечивающий электрическую изоляцию, например трансформатор, оптрон и пр. Многоканальные источники вторичного электропитания выполняются по таким функциональным схемам при сравнительно небольших выходных мощностях (до 50—100 Вт).

При бóльших значениях выходной мощности стабилизированные источники вторичного электропитания обычно выполняют с вольтодобавочными устройствами *ВДУ*. Это позволяет значительно упростить силовую часть стабилизирующего устройства, уменьшить массу и объем регулирующего элемента и сглаживающих фильтров. Если *ВДУ* питается от обмотки трансформатора *Тр* инвертора *И* (рис. 1-8,*б*), то его схема несколько упрощается, однако инвертор при этом должен быть рассчитан на суммарную мощность выходных цепей и *ВДУ*. При питании *ВДУ* от первичной сети постоянного тока — с одним или двумя первичными источниками питания (рис. 1-8,*в*, последний случай показан пунктиром) — инвертор должен обеспечивать только выходную мощность источника вторичного электропитания. Мощность *ВДУ* при этом составляет часть мощности инвертора; схема вольтодобавочного устройства заметно усложняется, так как оно должно выполнять функции управления выходным напряжением и одновременно обеспечивать гальваническую развязку выходной цепи от цепи первичного питающего напряжения. Достоинства и недостатки схем с ВДУ были отмечены выше.

На рис. 1-8,*г* представлена функциональная схема стабилизированного источника вторичного электропитания, выполненного на двух инверторах $И_1$ и $И_2$. Один из инверторов — ведущий (определяет частоту переключения), другой — ведомый. Суммирование выходных напряжений переменного тока прямоугольной формы обоих инверторов происходит на входе каждого из выпрямителей B_1, ..., B_m выходных цепей. Цепь ООС реагирует на изменения напряжения одной из выходных цепей и обеспечивает изменение фазы выходного напряжения одного из инверторов (ведомого) по отношению к другому. При этом среднее значение напряжения на нагрузке остается неизменным. Схема достаточно сложная, фильтры $Ф_1$, ..., $Ф_m$ для обеспечения эффективного сглаживания пульсаций должны содержать дроссель, поэтому их масса и объем достаточно велики. Несмотря на это, схема довольно часто находит практическое применение.

Хорошими удельными характеристиками обладает стабилизированный источник вторичного электропитания, выполненный по функциональной схеме, приведенной на рис. 1-8,*д*. В ней используется стабилизированный инвертор *СИ*. Совмещение нескольких функций преобразования энергии в одном узле позволяет существенно упростить схему источника питания.

Для источников вторичного электропитания с централизованным стабилизирующим устройством нестабильность выходных напряжений составляет примерно 2—5% при постоянной нагрузке. Если требуется получить меньшее значение нестабильности выходного напря-

жения, малый уровень пульсаций или нагрузка изменяется в широких пределах, то в соответствующую выходную цепь источника необходимо дополнительно включить индивидуальный стабилизатор напряжения с непрерывным способом регулирования.

Централизованный способ стабилизации выходных напряжений источников вторичного электропитания обычно применяется при большом числе выходных напряжений и постоянной нагрузке. Основные недостатки этого способа заключаются во взаимном влиянии выходных цепей друг на друга (что особенно сказывается при изменяющихся нагрузках), в невозможности точной установки номинала выходного напряжения по каждой выходной цепи и раздельной регулировки выходных напряжений.

Все перечисленные выше недостатки могут быть устранены в стабилизированных источниках вторичного электропитания с индивидуальной стабилизацией выходных напряжений. Функциональные схемы подобных устройств приведены на рис. 1-9,*а—д*.

В схеме, изображенной на рис. 1-9,*а*, стабилизация выходных напряжений осуществляется индивидуальными стабилизаторами напряжения, включенными в каждую выходную цепь. В зависимости от типа примененных стабилизаторов (параметрических или компенсационных, с непрерывным или импульсным способом регулирования) стабилизированному источнику присущи те же достоинства и недостатки, что и схемам отдельных стабилизаторов.

Стабилизацию напряжения постоянного тока в выходных цепях можно получить теми же способами, что и при централизованном способе стабилизации, например с помощью вольтодобавочных устройств, питаемых от трансформатора инвертора (рис. 1-9,*в*) или от первичной сети (рис. 1-9,*б*). С этой же целью могут быть использованы схемы регулируемых выпрямителей *ВР*, включенных непосредственно в выходную цепь (рис. 1-9,*г*) или выполняющих роль вольтодобавочных устройств (рис. 1-9,*д*). Схемы рис. 1-9,*б*, *в*, *д* позволяют осуществлять частичную модуляцию выходного переменного напряжения, что приводит к уменьшению массы и объема сглаживающих фильтров.

Достоинствами индивидуального способа стабилизации выходных напряжений являются независимость выходных цепей друг от друга, возможность точной установки номинала и регулировки в широких пределах напряжения по каждой выходной цепи, а также возможность работы на нагрузки, изменяющиеся в широких пределах.

Все рассмотренные выше функциональные схемы с индивидуальной стабилизацией выходных напряжений становятся неэффективными при большом числе выходных цепей из-за значительного усложнения схемы, увеличения ее массы и объема, снижения надежности.

Стабилизированные источники вторичного электропитания, преобразующие первичную сеть переменного тока промышленной частоты в стабильные выходные напряжения постоянного тока и выполненные по функциональной схеме (рис. 1-5,*а*), имеют существенный недостаток. Он заключается в том, что масса и объем входного силового трансформатора и сглаживающего фильтра, работающих на низкой частоте, составляют значительную, а иногда и основную часть массы и объема всего стабилизированного источника питания.

Современная тенденция в разработке стабилизированных источников вторичного электропитания состоит в выборе такой функциональной схемы, у которой отсутствуют низкочастотные трансформа-

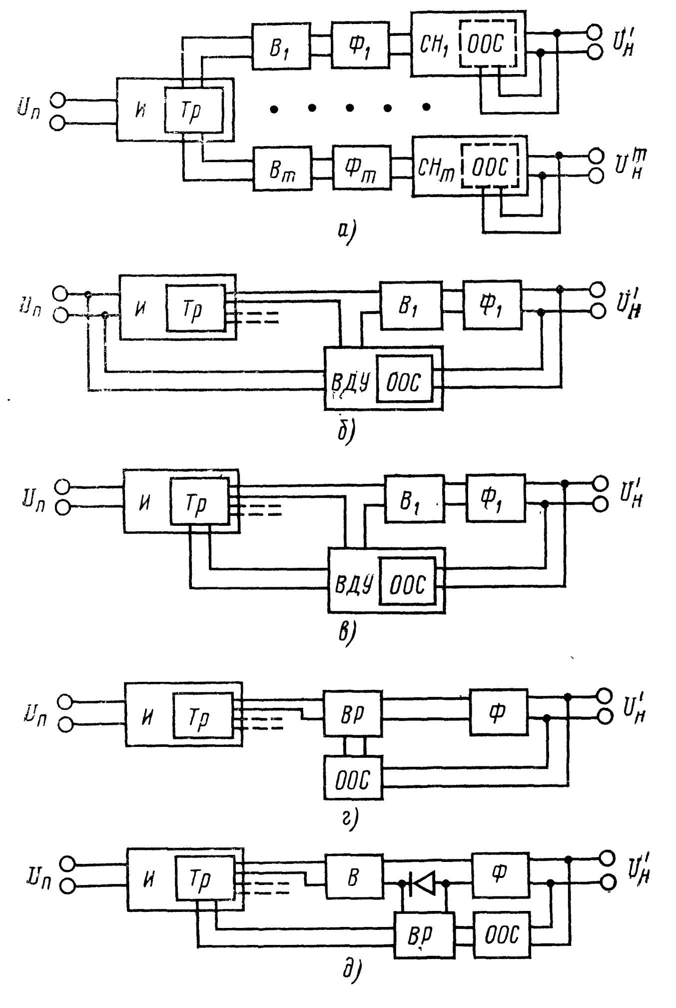


Рис. 1-9.

торы и дроссели фильтров. Подобные источники питания получили название источников с бестрансформаторным входом. Основная особенность работы таких устройств заключается в том, что напряжение первичной сети переменного тока преобразуется в постоянный с помощью бестрансформаторных схем выпрямления (обычно мостовых), а затем инвертором преобразуется в напряжение переменного тока прямоугольной формы высокой частоты (1—50 кГц). Понижение или повышение напряжения до нужного значения обеспечивается трансформатором инвертора. Этот трансформатор обычно значи-

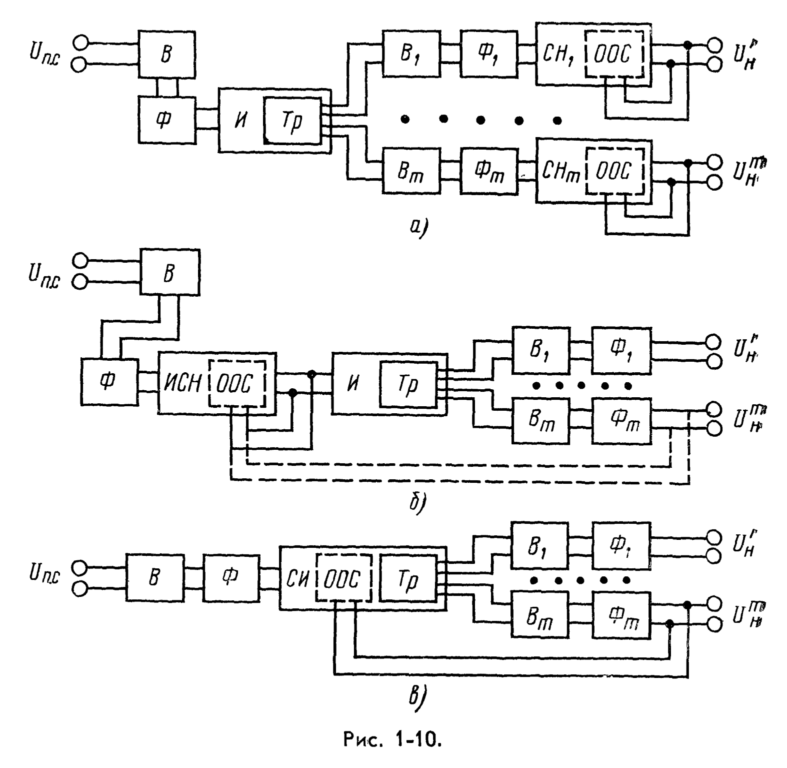


Рис. 1-10.

тельно меньше по габаритам и массе, чем низкочастотный входной трансформатор.

Подобная схема с бестрансформаторным входом приведена на рис. 1-10,*а*. Стабилизация выходных напряжений осуществляется индивидуальными стабилизаторами CH_1, ..., CH_m, включенными в каждую выходную цепь. Возможно применение централизованного способа стабилизации выходных напряжений, например, импульсным стабилизатором напряжения *ИСН* (рис. 1-10,*б*) или стабилизированным инвертором *СИ* (рис. 1-10,*в*). Источник питания с индивидуальными стабилизаторами и инвертором, питающимся нестабилизированным напряжением (рис. 1-10,*а*), имеет наихудшие удельные показатели и самый низкий к. п. д. Наиболее перспективной является схема, изображенная на рис. 1-10,*в*.

Таким образом, схемное решение стабилизированного источника вторичного электропитания может быть самым разнообразным и зависит от требований, предъявляемых к источнику питания, характера питающей сети, вида и характера нагрузки, условий эксплуатации и пр. Следует отметить, что повышение требований к вторичному источнику питания сопровождается усложнением схемы, увеличением массы и габаритов, уменьшением экономичности, снижением надежности. Поэтому следует внимательно и осторожно выбирать выходные параметры источника вторичного электропитания, обосновывая их для каждого конкретного случая.

1-3. Особенности работы электрорадиоэлементов в стабилизированных источниках питания

Элементная база современных стабилизированных источников вторичного электропитания очень разнородна. Она включает в себя мощные тиристоры (на токи в сотни ампер), миниатюрные бескорпусные транзисторы и диоды, крупногабаритные, тяжелые силовые трансформаторы и микросхемы и пр. Первичные питающие напряжения, преобразуемые источниками вторичного электропитания, также весьма разнообразны: постоянного и переменного тока, синусоидальной и прямоугольной формы, низкой промышленной и сравнительно высокой частоты, с напряжением от долей до многих сотен вольт. Это также в значительной степени способствует многообразию элементной базы источников вторичного электропитания.

Для успешного создания надежных, экономичных, простых и удобных в эксплуатации стабилизированных источников вторичного электропитания разработчику и конструктору аппаратуры недостаточно знать только методики расчета схем в статическом режиме работы. Он должен быть знаком с физическими основами работы полупроводниковых приборов, уметь правильно выбрать типы электрорадиоэлементов, по возможности обеспечить для них облегченные режимы работы, учитывать особенности работы этих элементов в динамических режимах (стационарных и нестационарных), разброс и температурное изменение параметров.

Необходимо учитывать специфические особенности работы полупроводниковых приборов: сильную зависимость параметров от режима работы и температуры окружающей среды, большую чувствительность приборов даже к кратковременным электрическим перегрузкам, необходимость отвода тепла от *p-n* переходов, необратимое изменение параметров с течением времени (старение приборов). Германиевые приборы в этом отношении оказываются намного хуже кремниевых.

При разработке стабилизированных источников вторичного электропитания необходимо предусмотреть такие схемотехнические решения, которые обеспечивают надежную работу устройства при допустимых пределах технологического разброса и температурного изменения параметров полупроводниковых приборов. С этой целью производится правильный выбор этих приборов схемы, обеспечивается температурная стабилизация режимов работы, в схему вводятся цепи ООС. Для повышения надежности работы аппаратуры рекомендуется ограничивать значения напряжений и токов полупроводниковых приборов до уровня, не превышающего 70—80% предельно допустимых значений.

Не рекомендуется использование мощных полупроводниковых приборов при очень малых напряжениях питания и рабочих токах, поскольку при этом ухудшаются параметры приборов, увеличивается нестабильность параметров во времени и при изменении температуры окружающей среды, снижается надежность работы приборов при крайних значениях температуры окружающей среды.

Тепловой режим работы полупроводниковых приборов определяется совокупным воздействием температуры окружающей среды и мощности, рассеиваемой на *p-n* переходах. Поскольку температура *p-n* переходов не должна превышать максимально допустимого значения, определяемого материалом полупроводника, то следует предпринимать различные меры для уменьшения выделяющегося тепла,

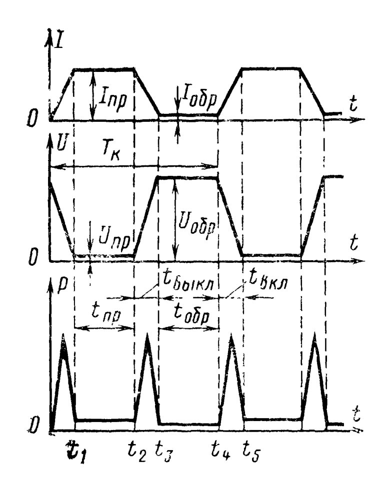


Рис. 1-11.

применять эффективные способы его отвода от приборов и обеспечивать их защиту от кратковременных тепловых перегрузок.

При работе полупроводникового прибора в режиме переключения можно выделить следующие основные составляющие мощности, рассеиваемой в приборе: а) мощность, определяемая падением напряжения на переходах $U_{пр}$ при протекании через прибор тока нагрузки (прямого тока) $I_{пр}$; б) мощность, определяемая обратными напряжением $U_{обр}$ и током прибора в выключенном состоянии $I_{обр}$; в) мощность, определяемая током управления $I_у$ и падением напряжения на управляющем переходе прибора $U_у$; г) мощность, определяемая процессами переключения прибора.

Первые три составляющие представляют собой статические потери мощности в полупроводниковом приборе, не зависящие от частоты переключения, последняя — динамические потери, пропорциональные частоте переключения. Упрощенные временные диаграммы тока, напряжения и мгновенной рассеиваемой мощности для полупроводникового прибора, работающего в режиме переключения, приведены на рис. 1-11. Статические потери мощности $P_{ст}$ определяются выражением

$$P_{ст} = (U_{пр}I_{пр} + U_уI_у)\frac{t_{пр}}{T_к} + U_{обр}I_{обр}\frac{t_{обр}}{T_к},$$

где $t_{пр}$ — длительность открытого состояния прибора; $t_{обр}$ — длительность закрытого состояния прибора; $T_к$ — период коммутации прибора ($f_к = 1/T_к$ — частота коммутации прибора).

Если $t_{пр} = t_{обр}$, то $\frac{t_{пр}}{T_к} = \frac{t_{обр}}{T_к} \approx 0,5$.

Динамические потери мощности в приборе при переключении $P_{дин}$ могут быть определены с достаточной для практических целей точностью из выражения

$$P_{дин} \approx \frac{1}{6} U_{обр}I_{пр}\left(\frac{t_{вкл} + t_{выкл}}{T_к}\right),$$

где $t_{вкл}$ — длительность этапа включения прибора; $t_{выкл}$ — длительность этапа выключения прибора.

Полная мощность, рассеиваемая в полупроводниковом приборе, работающем в режиме переключения, равна сумме статических и динамических потерь мощности

$$P_{пер} = P_{ст} + P_{дин}.$$

При работе полупроводникового прибора в режиме непрерывного регулирования мощность, рассеиваемая в приборе, имеет только две составляющие:

$$P_{\text{непр}} = U_{\text{пр}} I_{\text{пр}} + U_{\text{у}} I_{\text{у}}.$$

Конструкция корпусов современных мощных полупроводниковых приборов позволяет рассеивать мощность не более 2—3 Вт без перегрева переходов свыше максимально допустимого значения. Для рассеивания больших мощностей полупроводниковые приборы необходимо устанавливать на теплоотводящие устройства (радиаторы). При этом возможны различные способы отвода тепла: естественное, принудительное (воздушное или жидкостное), охлаждение с помощью тепловых трубок, микрохолодильников, поглотителей тепла и пр. В радиолюбительской практике обычно используется естественный способ отвода тепла за счет теплопроводности, конвекции и лучеиспускания.

Для увеличения теплового излучения радиаторы выполняют ребристыми, игольчатыми и т. п., а их поверхность чернят. Если объем конструкции стабилизированного источника вторичного электропитания небольшой и замкнутый, то основная часть тепла отводится только за счет теплопроводности. Для создания радиаторов с большей теплопроводностью их выполняют из меди или из более легкого и дешевого алюминия и его сплавов.

Максимальная мощность, которую может рассеять полупроводниковый прибор при определенной температуре окружающей среды $T_{\text{ср}}$ без превышения максимально допустимой температуры перехода $T_{\text{п.макс}}$, определяется выражением

$$P_{\text{макс}} = \frac{T_{\text{п.макс}} - T_{\text{ср}}}{R_{\text{т.п-кор}} + R_{\text{т.кор-ср}}},$$

где $R_{\text{т.п-кор}}$, $R_{\text{т.кор-ср}}$ — соответственно тепловые сопротивления переход — корпус и корпус — окружающая среда прибора.

Значение $R_{\text{т.п-кор}}$ определяется конструктивным исполнением полупроводникового прибора и не может быть в дальнейшем изменено. Для увеличения допустимого значения $P_{\text{макс}}$ необходимо уменьшать тепловое сопротивление корпус — окружающая среда, включая и радиатор, если он есть. Для этого шлифовкой, а также применением теплопроводных и электроизолирующих паст (типа КПТ-8 и др.) улучшают тепловой контакт поверхности соприкосновения прибора с радиатором. Прибор следует закреплять на радиаторе без перекосов с помощью стандартных крепящих элементов и приспособлений (фланцев).

Для каждого полупроводникового прибора целесообразнее всего применять отдельный радиатор, рассчитанный в соответствии с рассеиваемой мощностью. Если же для нескольких полупроводниковых приборов (не включенных параллельно друг другу) используется общий радиатор, то необходимо осуществлять электрическую изоляцию каждого прибора от радиатора. Электрическая изоляция корпуса транзистора или диода может обеспечиваться прокладками из слюды, лавсана, алюминия с электроизоляционным анодированием, бериллиевой керамики (последняя является наилучшим материалом, имеющим теплопроводность, сравниваемую с теплопроводностью металлов, и в то же время обеспечивающим хорошую электрическую изоляцию).

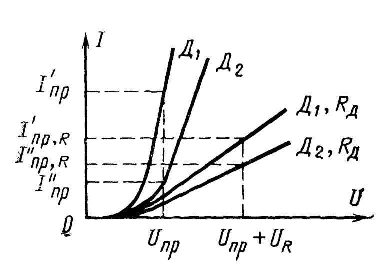


Рис. 1-12.

Тепловое сопротивление корпус — теплоотвод у транзисторов увеличивается на 0,5°С/Вт на каждые 50 мк толщины слюдяной прокладки и на 0,25°С/Вт на каждые 50 мк слоя окиси алюминия. Паста КПТ-8 с толщиной слоя 0,1—0,3 мм на обеих сторонах электроизоляционной прокладки снижает тепловое сопротивление в 3—4 раза. При применении пасты тепловое сопротивление практически не зависит от шероховатости сопрягаемых поверхностей и усилия затяжки винтов.

Полупроводниковый прибор может выйти из строя даже при сравнительно низкой температуре корпуса и радиатора. Это связано с возможностью местного перегрева полупроводникового материала при коротких и мощных импульсах прямого тока в приборе из-за большой инерционности теплоотвода. Увеличение поверхности теплоотвода в данном случае не оказывает заметного влияния. Необходимо ограничивать амплитуду всплесков тока через прибор, применять более мощные полупроводниковые приборы, использовать их параллельное включение.

Рекомендации по применению радиаторов для мощных транзисторов и диодов, а также методика их упрощенного расчета приведены в [1, 2]. Более обстоятельно вопросы отвода тепла от полупроводниковых приборов рассмотрены в [3].

Параллельное и последовательное включение полупроводниковых приборов применяется обычно в том случае, когда значения прямого тока или обратного напряжения превышают их максимально допустимые значения для выбранного типа прибора. Кроме того, подобные включения используются при резервировании приборов для повышения их надежности.

При параллельном включении полупроводниковых диодов или тиристоров прямое падение напряжения на них $U_{\text{пр}}$ будет одинаковым, а прямые токи $I'_{\text{пр}}$ и $I''_{\text{пр}}$ распределятся между приборами неравномерно из-за возможного несовпадения прямых ветвей их вольт-амперных характеристик (рис. 1-12). Уменьшить неравномер-

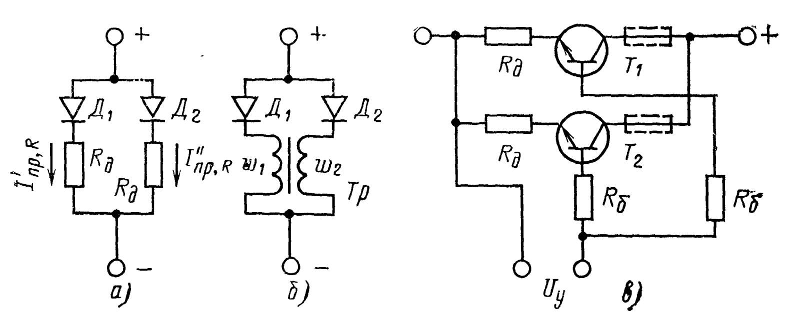


Рис. 1-13.

ность распределения токов между приборами можно за счет включения последовательно с каждым прибором одинаковых добавочных резисторов $R_д$ (рис. 1-13,*а*). В этом случае падение напряжения на полупроводниковом приборе и резисторе $R_д$ будет равно $U_{пр}+U_R$, ветви характеристик станут более пологими и разность значений прямых токов $I'_{пр,R}$ и $I''_{пр,R}$ уменьшится. Сопротивление резисторов $R_д$ должно быть в несколько раз (обычно в 5—10) больше максимально возможного сопротивления прибора в прямом направлении. Рассеиваемая на резисторе $R_д$ мощность P_R должна удовлетворять неравенству

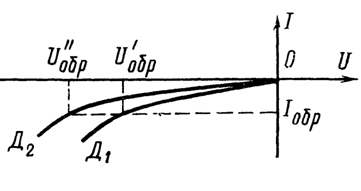


Рис. 1-14.

$$P_R = I^2_{пр,R} R_д < P_{R макс},$$

где $P_{R макс}$ — максимально допустимая мощность рассеяния на резисторе в заданных условиях эксплуатации.

В мощных параллельных цепях для этой цели последовательно с каждым прибором включают реактивные (магнитные) токовыравнивающие устройства (рис. 1-13,*б*).

Выравнивание коллекторных токов в параллельно соединенных транзисторах обеспечивается двумя способами: подбором транзисторов с одинаковой крутизной вольт-амперной характеристики $I_К = \varphi(U_{ЭБ})$ или включением токовыравнивающих резисторов $R_д$. Первый способ может быть использован только в индивидуальной радиолюбительской аппаратуре и совершенно недопустим для серийной.

Разброс коллекторных токов за счет неодинаковой крутизны характеристик $Y_{21Э}$ может быть значительно уменьшен включением дополнительных резисторов $R_д$ в цепь эмиттера каждого транзистора (рис. 1-13, *в*). Если известна средняя крутизна $Y_{21Э}$ и ее разброс $\Delta Y_{21Э}$ и задано допустимое отклонение коллекторных токов $\Delta I_К$, то необходимое сопротивление резисторов

$$R_д = \frac{\Delta Y_{21Э} - Y_{21Э}\Delta I_К}{Y_{21Э}(Y_{21Э} + \Delta Y_{21Э})\Delta I_К}.$$

Уменьшению неравномерности коллекторных токов параллельно соединенных транзисторов способствует возникающая в этом случае ООС по току. Существенным недостатком этого способа является необходимость значительного увеличения напряжения источника управляющего сигнала. Равномерность распределения коллекторных токов параллельно соединенных транзисторов может быть получена и за счет резисторов, включенных в цепь коллектора каждого транзистора (показаны на рис. 1-13,*в* пунктиром). Однако в этом случае требуется относительно большее сопротивление резисторов $R_д$, а параллельно соединенные транзисторы нельзя крепить на общем радиаторе без электрической изоляции от последнего.

При последовательном соединении полупроводниковых приборов (например, диодов $Д_1$ и $Д_2$) из-за неидентичности ветвей характеристик обратных токов (рис. 1-14) и общем для них значении $I_{обр}$ приборы могут оказаться под различным обратным напряжением

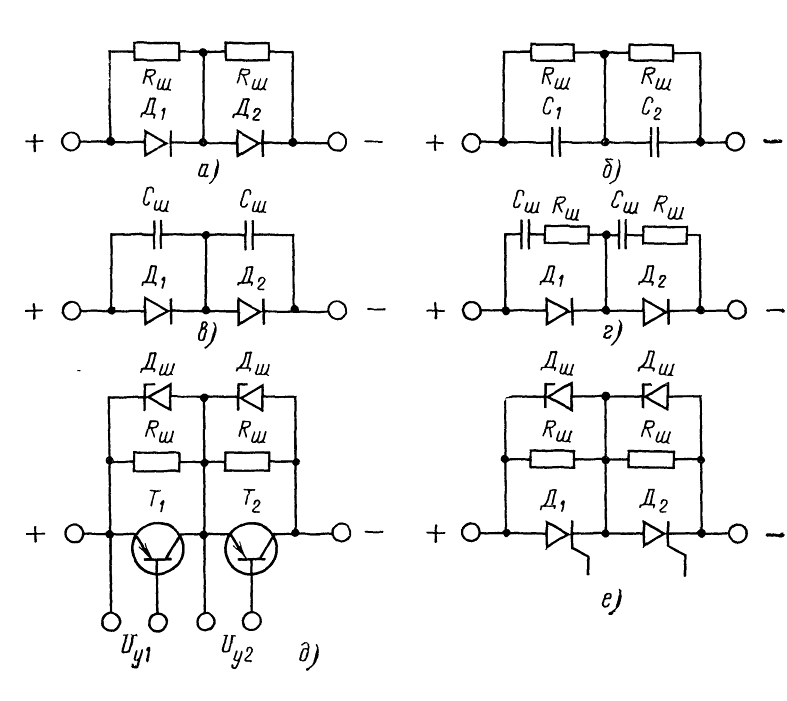


Рис. 1-15.

$U'_{обр}$ и $U''_{обр}$, причем может оказаться, что на отдельных приборах оно превышает максимально допустимое значение этого напряжения. В последовательно соединенных конденсаторах (главным образом, электролитических) напряжение также может распределяться неодинаково из-за разных значений токов утечки. Для выравнивания обратного напряжения на последовательно соединенных приборах чаще всего применяют делитель напряжения, состоящий из резисторов $R_ш$ (рис. 1-15,*а*, *б*), шунтирующих приборы. Ток через резисторы делителя должен быть задан в несколько раз (обычно в 5—10) больше значения максимально возможного обратного тока последовательно соединенных приборов для заданных условий эксплуатации. Мощность рассеяния на резисторах $R_ш$ выбирается из тех же соображений, что и для рассмотренных выше резисторов $R_д$.

При больших мощностях применяются реактивные делители напряжения, состоящие из конденсаторов $C_ш$ (рис. 1-15,*в*). Включение резисторов $R_ш$ последовательно с конденсаторами $C_ш$ (рис. 1-15,*г*) позволяет уменьшить их реактивную мощность и ограничить всплеск тока в момент заряда конденсаторов. Реактивное сопротивление в этом случае равно:

$$Z_ш = \sqrt{R^2_ш + \left(\frac{1}{2\pi f_c C_ш}\right)^2}.$$

Время включения и выключения у последовательно соединенных полупроводниковых приборов одного и того же типа может быть неодинаковым даже при одновременной подаче управляющего воздействия. Неодновременное переключение приборов приводит к тому, что все рабочее напряжение кратковременно может оказаться приложенным только к одному из приборов. В результате этого данный прибор, а затем и вся цепь последовательно соединенных приборов выйдет из строя. Для того чтобы исключить возможность подобного пробоя, каждый из последовательно соединенных приборов помимо резисторов $R_ш$ шунтируют стабилитроном $Д_ш$ (рис. 1-15,*д*, *е*), напряжение стабилизации у которого больше, чем наибольшее рабочее напряжение прибора, но не превышает максимально допустимого значения для данного типа приборов.

Все отмеченные выше способы выравнивания токов и напряжений на полупроводниковых приборах при их параллельном или последовательном соединении приводят к увеличению потерь мощности, снижению к. п. д. устройства, усложнению схемы и уменьшению надежности. Поэтому параллельное и последовательное включение приборов следует производить только в крайних случаях, когда нельзя выбрать один прибор, рассчитанный на заданный ток нагрузки или обратное рабочее напряжение.

Выбор предельной рабочей частоты для полупроводникового прибора в схеме стабилизированного источника вторичного электропитания определяется типом прибора, его схемой включения, режимом работы и должен обеспечивать устойчивую и надежную работу источника в заданных условиях эксплуатации. Применение силовых высокочастотных и импульсных диодов в схемах выпрямления, ограничения и т. п. приводит к улучшению работы этих схем. Высокочастотные же транзисторы не следует применять там, где с успехом могут работать низкочастотные транзисторы. Следует иметь в виду, что применение мощных импульсных приборов независимо от частоты преобразования связано с резким увеличением скорости изменения токов в силовых цепях устройств электропитания, а это ведет к усилению влияния паразитных индуктивностей и емкостей монтажа. Последнее проявляется в возникновении коммутационных перенапряжений и значительных мгновенных значений мощности рассеяния, способных вывести из строя полупроводниковый прибор. Кроме того, в десятки раз увеличивается уровень высокочастотных помех и наводок, частота паразитных колебаний значительно превышает частоту коммутации и составляет единицы и даже десятки мегагерц.

Следовательно, переход к силовым импульсным полупроводниковым приборам в источниках вторичного электропитания независимо от частоты преобразования должен сопровождаться усилением требований к монтажу. Силовые цепи, в которых происходит коммутация тока, должны выполняться короткими одножильными проводниками, трансформаторы, мощные транзисторы и выпрямительные диоды должны располагаться в непосредственной близости друг от друга, высокочастотные трансформаторы целесообразно заключать в металлические (электростатические) экраны, выходные цепи и цепи управления необходимо размещать возможно дальше от силовых коммутируемых цепей (при пересечении эти цепи должны проходить перпендикулярно друг другу). Помимо перечисленных выше мер в схему вторичного источника питания необходимо вводить элементы, снижающие скорость коммутации токов, а также

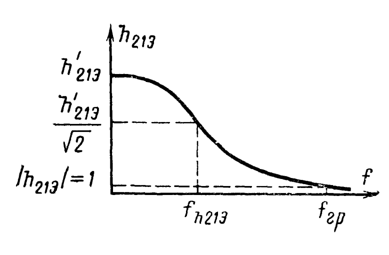


Рис. 1-16.

элементы и устройства, обеспечивающие защиту приборов от всплесков тока и перенапряжений.

Частотные свойства выпрямительных диодов характеризуются верхней границей рабочего диапазона частот $f_{макс}$, при которой средний выпрямленный ток диода $I_{вп.ср}$ превышает заранее заданное значение (на низких частотах). В ряде случаев в справочных данных на диоды приводится зависимость необходимого снижения максимально допустимого значения $I_{вп.ср.макс}$ при увеличении частоты выпрямляемого напряжения переменного тока сверх $f_{макс}$.

Частотные свойства биполярного транзистора характеризуются предельной частотой коэффициента передачи тока f_{h21} в области усиления для соответствующей схемы включения (с общей базой ОБ, с общим эмиттером ОЭ или общим коллектором ОК) и граничной частотой коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ $f_{гр}$.

Значение f_{h21} определяется частотой, при которой коэффициент передачи тока $h_{21Э}$ биполярного транзистора уменьшается на 3 дБ (т. е. в $\sqrt{2}$ раз) по сравнению с низкочастотным значением (рис. 1-16). Граничная частота $f_{гр}$ соответствует той частоте, при которой модуль коэффициента передачи тока $|h_{21Э}|$ стремится к единице (рис. 1-16). Мощные транзисторы, допускающие большие значения рабочих токов коллектора, имеют соответственно большие площади *p-n* переходов. Это создает определенные трудности при получении у транзисторов малой толщины базового слоя, особенно сплавным методом. Поэтому у современных мощных сплавных транзисторов (П210А, П214—П217 и др.) предельная частота коэффициента передачи тока в схеме с ОБ не превышает 100—200 кГц. У дрейфовых транзисторов толщина базового слоя может быть получена в 5—10 раз меньше, чем у сплавных, благодаря чему предельная частота увеличивается в десятки раз, а коэффициент передачи тока $h_{21Э}$ достигает 100—200.

Тонкая база дрейфовых транзисторов приводит, однако, к малому максимально допустимому обратному напряжению на переходе эмиттер — база $U_{ЭБмакс}$, составляющему 1—2 В. При подаче на этот переход запирающего смещения он легко пробивается. В данном случае рекомендуется во внешнюю базовую цепь транзистора включать достаточно большое сопротивление. Тем самым ограничивается ток пробоя перехода, пробой становится обратимым явлением (как в кремниевом стабилитроне) и не будет представлять никакой опасности. По коллекторной цепи транзистор останется запертым. Низковольтный переход эмиттер — база также защищают от пробоя в запертом транзисторе подключением параллельно этому переходу маломощного импульсного диода в проводящем направлении. Этот способ хотя и прост, но приводит к дополнительным потерям мощности и снижению к. п. д. схемы.

В связи с переходом стабилизированных источников вторичного электропитания на повышенные частоты преобразования энергии су-

щественное значение приобретает частотная зависимость параметров не только полупроводниковых приборов, но и других электрорадиоэлементов схемы, в первую очередь крупногабаритных (электролитических конденсаторов, дросселей фильтров, трансформаторов).

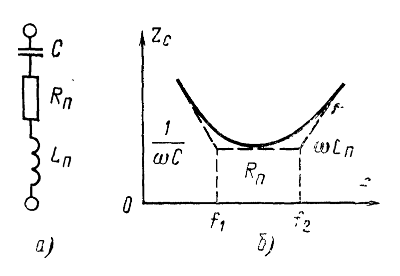


Рис. 1-17.

Эквивалентную схему электролитического конденсатора можно представить в виде последовательного соединения емкости конденсатора C, активного сопротивления потерь $R_п$ и индуктивности выводов $L_п$ (рис. 1-17,*а*). На рис. 1-17,*б* представлен график изменения реактивного сопротивления конденсатора с увеличением частоты переменной составляющей напряжения $Z_C = \varphi(f)$. Из этого рисунка видно, что до некоторой частоты f_1 конденсатор ведет себя как емкость; в диапазоне частот от f_1 до f_2 преобладающим становится активное сопротивление потерь, а при дальнейшем росте частоты из-за влияния паразитной индуктивности выводов конденсатор теряет свои свойства. Для алюминиевых электролитических конденсаторов частота f_1 составляет несколько килогерц, а частота f_2 — несколько десятков килогерц.

На рис. 1-18 приведены типичные зависимости емкости конденсаторов от частоты переменной составляющей приложенного напряжения для керамических и металлопленочных (кривая *1*), оксидно-полупроводниковых (кривая *2*) и танталовых (кривая *3*) конденсаторов. Наихудшие частотные свойства — у танталовых и алюминиевых электролитических конденсаторов.

При увеличении частоты одновременно с уменьшением емкости конденсатора резко снижается допустимая переменная составляющая напряжения. Так, например, у алюминиевых электролитических конденсаторов типа К50-16 на частотах от 50 Гц до 20 кГц амплитуда напряжения переменной составляющей определяется по формуле

$$U_f = \frac{50}{f} U_{f_{50}},$$

где U_f, $U_{f_{50}}$ — соответственно амплитуды переменных составляющих напряжения при заданной частоте пульсирующего тока и при частоте 50 Гц. Ухудшение параметров электролитических конденсаторов при повышении частоты преобразования приводит к необходимости значительного увеличения емкости конденсаторов по сравнению с расчетным значением. В первую очередь подобные изменения емкости конденсаторов следует учитывать при расчете сглаживающих фильтров по заданной амплитуде пульсаций.

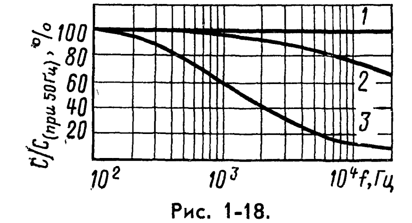


Рис. 1-18.

Моточные элементы схем стабилизированных источников вторичного электропитания

(трансформаторы и дроссели) отличаются многообразием электрических характеристик, конструктивных решений, типов и материалов магнитопроводов и пр. Различают два существенно различных вида трансформаторов: силовые трансформаторы промышленной сети переменного тока и трансформаторы статических преобразователей напряжения (инверторов и конвертеров). У первых на первичную обмотку поступает напряжение синусоидальной формы промышленной частоты, у вторых — напряжение прямоугольной формы относительно высокой частоты. Вопросы теории работы, расчета и конструирования силовых низкочастотных трансформаторов при синусоидальной форме напряжения изложены в [4, 5, 6]. Гораздо меньше внимания уделено трансформаторам статических преобразователей напряжения [7]. Отметим кратко некоторые особенности их работы, связанные с высокой частотой коммутации.

Повышение частоты преобразования энергии в трансформаторе, позволяющее существенно уменьшить его массу и объем, вызывает необходимость применения очень тонких магнитных материалов для уменьшения потерь мощности в сердечнике. Ленточная конструкция трансформаторов позволяет использовать магнитные материалы с улучшенными магнитными свойствами, а также тонкие магнитные материалы. Из ленточных конструкций идеальным с точки зрения применения магнитных свойств является тороидальный сердечник. Он характеризуется минимальным внешним потоком рассеяния, малым магнитным сопротивлением, малой чувствительностью к внешним полям. Основной недостаток — большая трудоемкость при изготовлении и намотке. Тороидальные трансформаторы выполняются на мощность до 150—200 Вт. Трансформаторы больших размеров и мощностей выполняются обычно на ленточных разрезных сердечниках, это позволяет значительно снизить трудоемкость и стоимость намотки трансформатора.

У трансформаторов с высокой частотой перемагничивания основным фактором, определяющим его массу, являются потери в сердечнике. Для сердечников этих трансформаторов рекомендуется использовать специальные сплавы железа с никелем (пермаллой) с оптимальной толщиной ленты: 0,1—0,05 мм при работе на частотах 1—2 кГц, 0,05—0,02 мм для частот 5—10 кГц, 0,02 мм на частотах 10—20 кГц. При работе на частотах 20—50 кГц и выше рекомендуется использовать ферриты (марки 2000НМ). При этом следует иметь в виду, что ферритовые материалы по сравнению с пермаллоем имеют значительно меньшие значения магнитной индукции.

В зависимости от назначения трансформаторы статических преобразователей напряжения могут работать в режимах с насыщением магнитопровода и без насыщения. В первом случае сердечник трансформатора должен быть выполнен из магнитного материала с прямоугольной петлей гистерезиса (например, из пермаллоев марки 34НКМП, 79НМ, 50НП и др.). Трансформаторы, работающие без насыщения сердечника, выполняются из магнитных материалов с пологой петлей гистерезиса. В преобразователях напряжения, где возможно появление несимметрии в форме питающего напряжения переменного тока, не следует применять магнитные материалы с прямоугольной петлей гистерезиса, особенно пермаллой. Возникающее в этом случае постоянное подмагничивание приводит к несимметричному циклу перемагничивания сердечника с односторонним

заходом в область насыщения, что может вызвать нарушение работы схемы и выход из строя полупроводниковых приборов.

Трансформаторы статических преобразователей напряжения должны иметь малую индуктивность рассеяния, для этого каждая из обмоток при намотке распределяется равномерно по всей окружности тороидального сердечника. Намотка обмоток с выводом от средней точки производится двумя проводами одновременно с последующим образованием вывода путем соединения конца одной полуобмотки с началом другой. Между слоями и обмотками прокладывается возможно более тонкая изоляция (лавсановая пленка и пр.). При намотке следует помнить, что пермаллоевые магнитные материалы значительно ухудшают свои магнитные свойства при различного рода механических воздействиях (ударах, деформациях и пр.). Поэтому перед намоткой пермаллоевые сердечники должны быть заключены в достаточно жесткие немагнитные обоймы, например пластмассовые. Для обеспечения надежной работы трансформатора или дросселя фильтра нагрев их частей не должен превышать максимально допустимых значений, так как срок службы изоляционных материалов при перегреве резко сокращается.

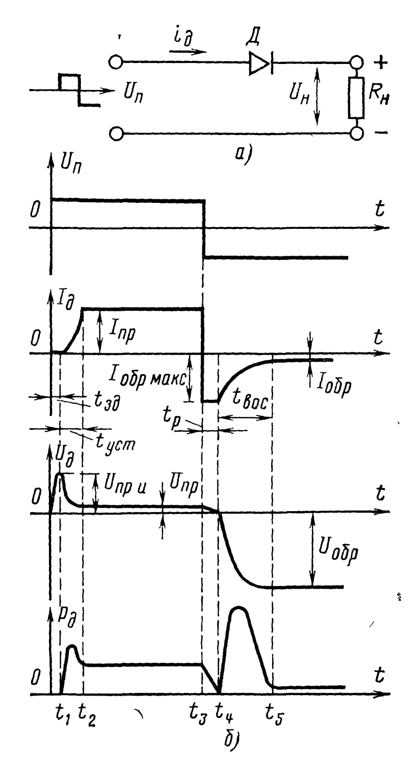


Рис. 1-19.

В стабилизированных источниках вторичного электропитания, работающих с высокой частотой переключения, заметное влияние на работу схемы оказывают импульсные свойства мощных полупроводниковых приборов, в первую очередь их инерционные свойства. В схемах выпрямления это явление выражается в том, что при быстром переключении мощного диода из проводящего состояния в закрытое он на некоторое время теряет свои выпрямительные свойства.

На рис. 1-19,*а* приведена простейшая схема с диодом, а на рис. 1-19,*б* — графики токов и напряжений. Пусть в момент времени $t=0$ ко входу схемы подключается напряжение $U_п$ такой полярности, что обеспечит протекание прямого тока $I_{пр}$ через диод *Д*. Из-за инерционности движения носителей заряда ток через диод начнет протекать не сразу, а спустя некоторое время $t_{зд}$, называемое **временем задержки включения**. В это время к диоду оказывается приложенным большое по значению импульсное прямое на-

пряжение $U_{пр.и}$. Время $t_{зд}$ весьма мало и не оказывает существенного влияния на работу схемы выпрямителя.

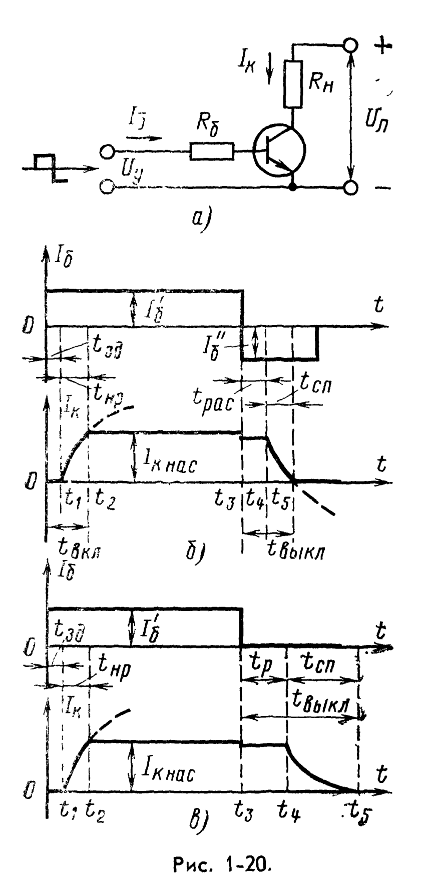


Рис. 1-20.

По мере нарастания тока через диод его прямое напряжение уменьшается до значения постоянного прямого напряжения $U_{пр}$ (момент t_2). Интервал времени t_1—t_2 с момента подачи импульса прямого тока на диоде при нулевом начальном смещении до момента достижения заданного значения $U_{пр}$ называется временем установления прямого напряжения на диоде $t_{уст}$.

При изменении полярности напряжения $U_п$ на обратную (момент t_3) накопленный в диоде объемный заряд неосновных носителей не исчезает мгновенно и через диод начинает протекать ток в обратном направлении, обусловленный рассасыванием избыточных носителей заряда. Значение максимального обратного тока $I_{обр.макс}$ ограничивается лишь сопротивлением нагрузки $R_н$. На этом интервале (t_3—t_4) прямое напряжение на диоде постепенно уменьшается до нуля. В момент времени t_4 избыточный заряд носителей становится равным нулю и начинается процесс запирания диода, а обратный ток начинает уменьшаться, стремясь при t_5 к установившемуся значению $I_{обр}$. Интервал времени t_3—t_4 получил название времени рассасывания избыточного заряда неосновных носителей в диоде $t_р$.

Интервал t_4—t_5 называется временем восстановления обратного сопротивления диода $t_{вос}$. На интервале t_4—t_5 мгновенная мощность, рассеиваемая в диоде $P_д$, максимальна. Протекание через диод большого обратного тока приводит к тому, что по мере увеличения частоты происходит уменьшение выпрямляемого напряжения, среднего значения тока нагрузки и напряжения на ней, т. е. снижение к. п. д. выпрямителя.

Импульсные и инерционные свойства биполярных транзисторов, так же как и диодов, характеризуются временами процессов его переключения. При подаче на вход простейшей транзисторной схемы (рис. 1-20,*а*) управляющего импульса прямоугольной формы $U_у$ коллекторный ток $I_К$ начинает протекать не сразу, а лишь спустя

время $t_{зд}$ (рис. 1-20,*б*). В момент времени t_1 начинается нарастание коллекторного тока по экспоненциальному закону

$$i_К = h_{21Э} I'_Б \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right),$$

где $\tau = \frac{1 + h_{21Э}}{2\pi f_{гр}}$ — постоянная времени транзистора; $I'_Б$ — базовый ток транзистора.

В момент времени t_2 транзистор входит в режим насыщения, рост его коллекторного тока прекращается, а формирование переднего (положительного) фронта на этом заканчивается. Интервал времени t_1—t_2 называется *временем нарастания* тока $t_{нр}$.

Ток коллектора насыщенного транзистора $I_{К\,нас}$ практически не зависит от параметров самого транзистора и базового тока и определяется только сопротивлением внешней цепи $R_н$: $I_{К\,нас} \approx \approx U_п / R_н$. Степень насыщения транзистора характеризуется *коэффициентом насыщения* $K_{нас}$:

$$K_{нас} = \frac{h_{21Э} I_{Бнас}}{I_{Кнас}},$$

где $I_{Бнас}$ — значение базового тока транзистора, обеспечивающее работу транзистора в области насыщения.

Выключение биполярного транзистора обычно производится пропусканием через базу тока противоположной полярности $I''_Б$ (рис. 1-20, *б*). При изменении в момент времени t_3 тока базы от значения $I'_Б$ до $I''_Б$ заряд неосновных носителей в области базы не может измениться мгновенно. На интервале времени t_3—t_4 происходит рассасывание избыточного заряда носителей, ток коллектора при этом остается неизменным, т. е. происходит задержка в выключении транзистора на время $t_{рас}$. Этап рассасывания заканчивается в момент времени t_4, когда избыточный заряд в базе будет равен нулю. С этого момента начинается спад коллекторного тока по экспоненциальному закону

$$i_К = (I_{Кнас} + h_{21Э} I''_Б) e^{-\frac{t}{\tau}} - h_{21Э} I''_Б.$$

В момент времени t_5 формирование заднего (отрицательного) фронта импульса коллекторного тока заканчивается. Интервал времени t_4—t_5 называется *временем спада* тока $t_{сп}$. Часто $t_{зд}$ и $t_{нр}$ объединяются в $t_{вкл}$ — *время включения* биполярного транзистора, а $t_{рас}$ и $t_{сп}$ в $t_{выкл}$ — *время выключения* транзистора.

Длительность фронтов переключения биполярного транзистора можно уменьшить, увеличивая на время переключения ток базы $I'_Б$ или ток $I''_Б$, а также применяя транзисторы с более высокой граничной частотой коэффициента передачи тока. Длительность этапа рассасывания можно уменьшить, увеличивая запирающий ток $I''_Б$ и уменьшая коэффициент насыщения $K_{нас}$.

Выключение транзистора можно осуществить и одним уменьшением $I'_Б$ до нуля (рис. 1-20,*в*). Однако в этом случае время рассасывания и выключения транзистора существенно увеличивается, поэтому подобный способ выключения применяется сравнительно редко.

Применение в схемах стабилизированных источников вторичного электропитания мощных высокочастотных транзисторов в режиме переключения позволило увеличить скорости коммутации токов, уменьшить длительности фронтов до единиц или долей микросекунды. В то же самое время эти транзисторы обладают сравнительно большой инерционностью из-за этапа рассасывания избыточного заряда неосновных носителей. Время рассасывания примерно на порядок больше длительности фронтов переключения. С увеличением частоты коммутации время рассасывания практически остается неизменным, а по отношению к периоду коммутации его длительность непрерывно возрастает. Инерционность транзисторов приводит к появлению в схемах больших коммутационных токов, плохому использованию транзисторов по току, ограничению частоты переключения. Влияние инерционности полупроводниковых приборов на работу источника питания может быть значительно ослаблено с помощью различных схемных решений, описанных в гл. 4 и 5.

Электрические параметры современных отечественных германиевых и кремниевых диодов, биполярных транзисторов, тиристоров и пр., их предельные эксплуатационные данные, вольт-амперные характеристики и зависимости параметров от режима работы и температуры окружающей среды, а также рекомендации по применению можно найти в [8, 9, 10]. Основные характеристики широко используемых типов конденсаторов и непроволочных резисторов приведены в [11, 12].

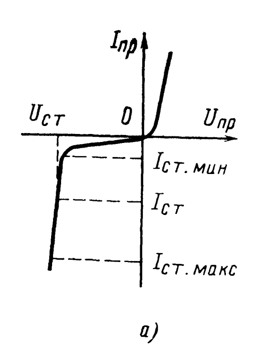
ГЛАВА ВТОРАЯ
ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

2-1. Параметрические стабилизаторы напряжения постоянного тока на кремниевых стабилитронах

Для питания радиоэлектронной аппаратуры, не требующей очень высокой стабильности питающего напряжения постоянного тока или большой выходной мощности, целесообразно применять простые, надежные и дешевые параметрические стабилизаторы напряжения (ПСН). Основой таких устройств является элемент с нелинейной вольт-амперной характеристикой, у которого напряжение на электродах мало зависит от протекающего через элемент тока. Одним из таких элементов является кремниевый стабилитрон.

Кремниевые стабилитроны представляют собой особую группу плоскостных диодов, режим работы которых характеризуется обратной ветвью вольт-амперной характеристики в области пробоя (рис. 2-1,*а*). Рассмотрим основные параметры стабилитрона.

Напряжение стабилизации $U_{ст}$ определяется напряжением на стабилитроне при протекании заданного тока стабилизации $I_{ст}$. В настоящее время отечественной промышленностью серийно выпускаются приборы с напряжениями стабилизации от 0,7



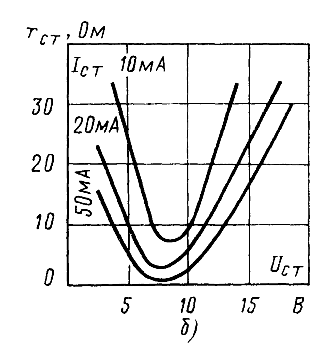


Рис. 2-1.

до 180 В при типовом разбросе номинальных значений напряжения $U_{ст}$ ±5, ±10 или ±15%.

Максимально допустимый постоянный ток стабилизации $I_{ст.макс}$ ограничен значением максимально допустимой рассеиваемой мощности $P_{макс}$, зависящей в свою очередь от температуры окружающей среды.

Минимальный ток стабилизации $I_{ст.мин}$ определяется минимальным значением тока через стабилитрон, при котором еще полностью сохраняется работоспособность прибора. Между значениями $I_{ст.мин}$ и $I_{ст.макс}$ напряжение стабилизации изменяется незначительно.

Статическое сопротивление стабилитрона $R_{стат}$ — величина, определяемая отношением напряжения стабилизации к току стабилитрона $I_{ст}$ в данном режиме работы:

$$R_{стат}=\frac{U_{ст}}{I_{ст}}.$$

Дифференциальное сопротивление стабилитрона $r_{ст}$ — величина, определяемая отношением приращения напряжения стабилизации на приборе $\Delta U_{ст}$ к вызвавшему его малому приращению тока стабилизации $\Delta i_{ст}$ в заданном диапазоне частот:

$$r_{ст}\approx\frac{\Delta U_{ст}}{\Delta i_{ст}}.$$

На рис. 2-1,*б* приведена зависимость дифференциального сопротивления $r_{ст}$ маломощных стабилитронов от напряжения стабилизации $U_{ст}$ для различных значений $I_{ст}$. Из данного рисунка видно, что минимальное значение $r_{ст}$ имеют стабилитроны с напряжением стабилизации около 7—8 В. Далее с увеличением $U_{ст}$ дифференциальное сопротивление растет почти по линейному закону. Отсюда следует вывод, что при стабилизации напряжения постоянного тока, большего 14—16 В, для уменьшения $r_{ст}$ вместо одного высоковольтного стабилитрона целесообразнее установить два или более последовательно включенных низковольтных стабилитронов.

При эксплуатации допускается последовательное электрическое соединение любого количества стабилитронов. Параллельное вклю-

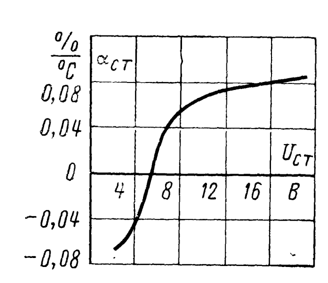


Рис. 2-2.

чение стабилитронов не допускается, так как у стабилитронов одного типа неизбежен разброс по напряжению стабилизации и при параллельном включении будет работать только один из приборов с минимальным по значению напряжением $U_{ст}$.

Температурный коэффициент напряжения стабилизации $\alpha_{ст}$ определяется относительным изменением напряжения стабилизации $\Delta U_{ст}/U_{ст}$, отнесенным к абсолютному изменению температуры окружающей среды $\Delta T_{ср}$ при постоянном токе стабилизации, $I_{ст}$, $\frac{\%}{°C}$:

$$\alpha_{ст} = \frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст}\Delta T_{ср}} 100.$$

На рис. 2-2 приведена зависимость $\alpha_{ст}$ от напряжения стабилизации $U_{ст}$. Из рисунка видно, что нулевые значения температурного коэффициента напряжения стабилизации имеют место при $U_{ст} \approx 5{,}5$ В. У стабилитронов с меньшими значениями напряжения $U_{ст}$ температурный коэффициент напряжения стабилизации имеет отрицательные значения, с большими — положительные. Диоды и стабилитроны, включенные в прямом направлении, имеют отрицательный коэффициент $\alpha_{ст}$, линейно-изменяющийся с температурой и сравнительно мало зависящий от тока.

Стабилитрон, включенный в прямом направлении, как и обычный диод, характеризуется значениями постоянного прямого напряжения $U_{пр}$ и максимально допустимого постоянного прямого тока $I_{пр.макс}$, а также импульсного прямого тока $I_{пр(и)макс}$.

Если кремниевый стабилитрон работает в импульсном режиме, например, в параметрических стабилизаторах напряжения переменного тока, то в этом случае он характеризуется значениями максимально допустимого импульсного тока стабилизации $I_{ст(и)макс}$ и максимально допустимой импульсной мощности $P_{и.макс}$, которую можно рассеивать на стабилитроне при заданных скважности и длительности импульсов.

При включении напряжения на стабилитрон или при резком изменении протекающего через него тока напряжение стабилизации достигает своего установившегося значения не сразу, а спустя некоторое время $t_{вых}$ — время выхода стабилитрона в номинальный режим. Этот параметр определяется интервалом времени от момента включения напряжения на стабилитрон или изменения его режима работы до момента, начиная с которого изменение $U_{ст}$ не выходит за пределы области, ограниченной максимально допустимыми значениями отклонений этого напряжения. У приборов с различным конструктивным оформлением время выхода на режим колеблется в пределах от 30 с до 5—7 мин.

Для получения стабилизированного напряжения, мало зависящего от температуры окружающей среды, применяют различные способы температурной компенсации $U_{ст}$. Простейший способ компен-

сации состоит в том, что последовательно с кремниевым стабилитроном, имеющим положительные значения коэффициента $\alpha_{ст}$, включается один или несколько диодов (могут быть использованы и кремниевые стабилитроны) в прямом направлении с отрицательными значениями $\alpha_{ст}$. Поскольку число последовательно включенных диодов может изменяться только дискретно, точную температурную компенсацию получить затруднительно. Более удобными в этом отношении являются схемы, приведенные на рис. 2-3,*а*, *б*, где точная регулировка значения $\alpha_{ст}$ компенсирующих диодов осуществляется за счет изменения дополнительного прямого тока через эти диоды с помощью резистора R_2.

В схеме рис. 2-3,*а* у стабилитрона $Д_1$ положительное значение коэффициента $\alpha_{ст}$. За счет последовательно включенных диодов $Д_2$ и $Д_3$ выходное напряжение увеличивается и становится равным:

$$U_н = U_{ст} + NU_{пр},$$

где N — число последовательно включенных компенсирующих диодов.

Суммарное дифференциальное сопротивление цепочки, составленной из последовательно включенных стабилитрона и диодов, также увеличивается и становится равным:

$$r'_{ст} = r_{ст} + Nr_{диф},$$

где $r_{диф}$ — дифференциальное сопротивление диода в прямом направлении при заданном токе через диод.

На рис. 2-3,*б* представлена схема температурной компенсации напряжения стабилизации кремниевых стабилитронов с отрицательными значениями $\alpha_{ст}$. В этом случае компенсирующий диод $Д_2$ включается в цепь нагрузки. Регулируя резистором R_2 ток через диод $Д_2$, можно производить более точную термокомпенсацию напряжения $U_{ст}$. Выходное напряжение схемы уменьшается на $NU_{пр}$, а дифференциальное сопротивление диодов $Nr_{диф}$ оказывается включенным последовательно с нагрузкой.

Отечественной промышленностью выпускаются кремниевые стабилитроны типа Д818 и КС211, в корпусе которых выполнена ком-

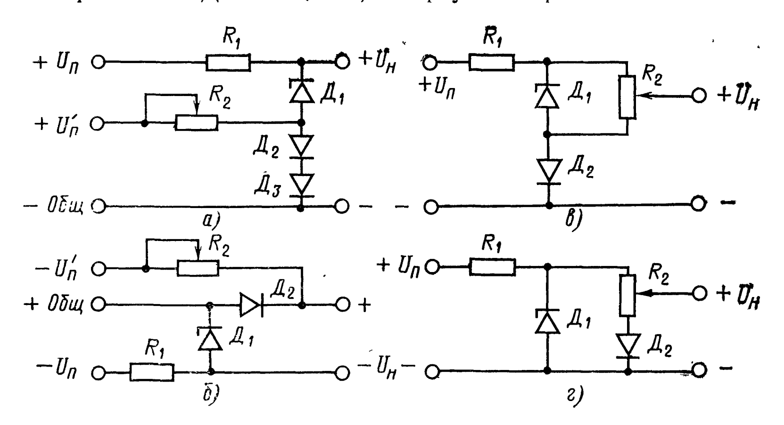


Рис. 2-3.

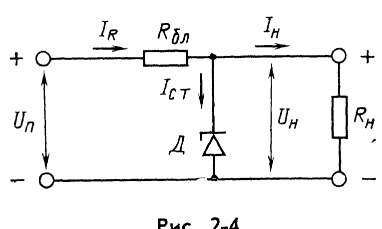


Рис. 2-4.

бинация стабилитрона и двух последовательно включенных компенсирующих стабилитронов в прямом направлении. Благодаря этому ТКН стабилизации у этих стабилитронов намного меньше, чем у обычных стабилитронов.

Имеются различные схемные методы температурной компенсации изменения напряжения стабилизации при изменении температуры окружающей среды. Так, в схемах, приведенных на рис. 2-3,*в*, *г*, значение коэффициента $\alpha_{ст}$ можно изменять от положительных до отрицательных значений потенциометром R_2. Стабильное выходное напряжение, имеющее нулевое значение $\alpha_{ст}$, может быть определено для схемы рис. 2-3,*в* по формуле

$$U_н = U_{пр} + \frac{\alpha_{ст.д}}{\alpha_{ст}} U_{ст},$$

а для схемы рис. 2-3, *г*

$$U_н = U_{пр} + \frac{\alpha_{ст.д}}{\alpha_{ст} + \alpha_{ст.д}} (U_{ст} - U_{пр}),$$

где $U_{пр}$ — значение прямого напряжения на диоде $Д_2$; $\alpha_{ст.д}$ — ТКН диода $Д_2$.

Выходное напряжение во второй схеме оказывается несколько меньшим, чем в первой. Указанные схемы могут быть использованы в качестве источников опорного напряжения компенсационных стабилизаторов напряжения.

Наиболее простая и вместе с тем распространенная схема параметрического стабилизатора напряжения с кремниевым стабилитроном приведена на рис. 2-4. Она представляет собой делитель напряжения, состоящий из балластного резистора $R_{бл}$ и кремниевого стабилитрона *Д*, параллельно которому включено сопротивление нагрузки $R_н$. Такой ПСН обеспечивает стабилизацию выходного напряжения при изменении напряжения питания $U_п$ и тока нагрузки $I_н$. Влияние температуры окружающей среды устраняется различными способами температурной компенсации, рассмотренными выше.

Напряжение питания $U_п$ в общем случае может отклоняться на относительную величину $a = +\Delta U_п / U_п$ в сторону повышения напряжения и на $b = -\Delta U_п / U_п$ в сторону понижения, т. е. $U_{п.макс} = U_п (1 + a)$, $U_{п.мин} = U_п (1 - b)$.

В значения $\pm \Delta U_п$ при расчете относительных коэффициентов *a* и *b* могут быть включены и пульсации первичного питающего напряжения (амплитудное значение), если они достаточно велики.

Ток нагрузки $I_н$ в общем случае может изменяться от максимального значения $I_{н.макс}$ (которое обычно является и номинальным для источника вторичного электропитания), т. е. $I_{н.макс} = I_н$, до минимального $I_{н\ мин}$ на $\Delta I_н = I_н - I_{н.мин}$.

При расчете схемы параметрического стабилизатора напряжения следует также учитывать допустимые отклонения сопротивления

резистора $R_{бл}$ и напряжения стабилизации $U_{ст}$, относительные значения отклонений которых соответственно обозначены d и q:

$$R_{бл.мин} = R_{бл}(1-d);\ R_{бл.макс} = R_{бл}(1+d);\ U_{ст.мин} = U_{ст}(1-q);\ U_{ст.макс} = U_{ст}(1+q).$$

Для сокращения формы записи математических выражений удобно ввести безразмерные коэффициенты:

$$A = \frac{1+a}{1-b},\ D = \frac{1+d}{1-d},\ Q = \frac{1+q}{1-q}.$$

В схеме однокаскадного ПСН (рис. 2-4) при постоянном напряжении питания $U_п$ любое изменение тока нагрузки $I_н$ вызывает такое же по значению, но обратное по знаку изменение тока стабилизации $I_{ст}$ (при условии, что $r_{ст} \approx 0$). Ток I_R остается неизменным.

Для того чтобы обеспечить работу кремниевого стабилитрона в области токов стабилизации, указываемых в справочной литературе, при всех возможных отклонениях параметров элементов схемы, необходимо выполнение условий:

1) при $U_п = U_{п.макс}$, $U_{ст} = U_{ст.мин}$, $R_{бл} = R_{бл.мин}$ и минимальном токе нагрузки $I_{н.мин}$

$$I_{ст} < I_{ст.макс};$$

2) при $U_п = U_{п\ мин}$, $U_{ст} = U_{ст.макс}$, $R_{бл} = R_{бл.макс}$ и максимальном токе нагрузки $I_н$

$$I_{ст} > I_{ст.мин}.$$

Анализ работы однокаскадного ПСН [13] позволяет получить выражения для предельного минимально возможного при заданных параметрах напряжения питания схемы

$$U_{п.мин} = \frac{1-q}{1-b}\,\frac{Q(I_{ст.макс} + I_{н.мин}) - DI_{R мин}}{I_{ст.макс} + I_{н.мин} - DAI_{R мин}}\,U_{ст}$$

и предельного минимального значения сопротивления балластного резистора

$$R_{бл.мин} = \frac{1-q}{1-d}\,\frac{AQ-1}{I_{ст.макс} + I_{н.мин} - DAI_{R мин}}\,U_{ст},$$

при которых ток стабилитрона не выходит из пределов рабочего участка характеристики для всех возможных разбросов параметров схемы.

При выборе напряжения питания $U_п$ из условия $U_п \gg U_{ст}$ и заданных параметрах a, b, d, q, $I_н$, $I_{н.мин}$ условие реализуемости однокаскадного ПСН имеет вид:

$$I_{ст.пред} = DA(I_{ст.мин} + I_н) - I_{н.мин} < I_{ст.макс},$$

где $I_{ст.пред}$ — предельное рабочее значение тока стабилизации, обеспечивающее работу кремниевого стабилитрона в диапазоне допустимых токов стабилизации.

Из этого же условия и выбора $I_{ст.пред}=I_{ст.макс}$ имеем выражение для предельного значения максимального тока нагрузки стабилизатора:

$$I_{н.макс}=\frac{I_{ст.макс}+I_{н.мин}}{DA}-I_{ст.мин}.$$

При постоянной нагрузке ($I_{н.мин}=I_{н}$)

$$I_{н.макс}=\frac{I_{ст.макс}-DAI_{ст.мин}}{DA-1}.$$

Из этих выражений следует, что предельное значение максимального тока нагрузки может быть как меньше, так и больше допустимого тока кремниевого стабилитрона в зависимости от условий работы параметрического стабилизатора. При $I_{н.мин}=0$ максимально возможный ток нагрузки всегда меньше $I_{ст.макс}$.

При заданном напряжении питания $U_{п}$ и соблюдении условия $I_{ст.пред}<I_{ст.макс}$ максимально возможный ток нагрузки

$$I_{н.макс}=\frac{U_{п}(1-b)-U_{ст}(1+q)}{U_{п}(1+a)-U_{ст}(1-q)}\,\frac{I_{ст.макс}+I_{н.мин}}{D}-$$
$$-I_{ст.мин}.$$

Проектируя параметрический стабилизатор напряжения на максимально возможный ток нагрузки, когда $I_{н.мин}>0$, следует иметь в виду, что случайный сброс нагрузки до нуля может привести к повышению тока $I_{ст}$ до значений больших, чем $I_{ст.макс}$. Это приведет к перегреву кремниевого стабилитрона и выходу его из строя.

Часто при расчете ПСН не требуется учитывать влияние всех дестабилизирующих факторов, в этом случае относительные значения соответствующих отклонений следует принять равными нулю, что значительно упростит расчетные формулы.

В [13] приведены методики и примеры расчета однокаскадного ПСН с кремниевым стабилитроном при заданном напряжении питания, обеспечивающего заданную нестабильность выходного напряжения или максимальный к. п. д.

Коэффициент стабилизации однокаскадного ПСН (см. рис. 2-4) при линейной аппроксимации вольт-амперной характеристики кремниевого стабилитрона ($r_{ст}=\text{const}$) равен:

$$K_{ст(U)}=\frac{U_{н}}{U_{п}}\left(1+\frac{R_{бл}}{R_{н}}+\frac{R_{бл}}{r_{ст}}\right).$$

Так как обычно $R_{н}\gg r_{ст}$, то

$$K_{ст(U)}\approx\frac{U_{н}}{U_{п}}\,\frac{R_{бл}}{r_{ст}}$$

Из этого выражения видно, что с увеличением сопротивления балластного резистора $R_{бл}$ коэффициент стабилизации схемы возрастает. Однако увеличение $R_{бл}$ требует одновременно повышения напряжения питания $U_{п}$. Это не всегда целесообразно, так как приводит к увеличению мощности, рассеиваемой на балластном резисторе, и снижению к. п. д. схемы.

Влияние изменения тока нагрузки $I_{н}$ на выходное напряжение $U_{н}$ оценивается выходным сопротивлением ПСН

$$R_{вых}\approx r_{ст}.$$

Из формулы видно, что выходное сопротивление стабилизатора в основном определяется дифференциальным сопротивлением кремниевого стабилитрона $r_{ст}$ и не зависит от балластного резистора $R_{бл}$.

Коэффициент полезного действия схемы однокаскадного ПСН

$$\eta_{ПСН} = \frac{U_н I_н}{U_п(I_н + I_{ст})}.$$

Часто параметрический стабилизатор напряжения с кремниевым стабилитроном подключается к выходу двухполупериодного выпрямителя с коэффициентом пульсаций $K_{п.в}$. При активной нагрузке ПСН обеспечивает снижение уровня пульсаций выходного напряжения до значения $K_{п.ст}$, равного:

$$K_{п.ст} = \frac{0,47 K_{п.в} r_{ст}}{R_{бл}}.$$

Для повышения точности стабилизации выходного напряжения применяют многокаскадные (обычно двухкаскадные) схемы ПСН, мостовые схемы или схемы с токостабилизирующим двухполюсником в цепи кремниевого стабилитрона. Указанные схемы находят применение в радиолюбительской аппаратуре, главным образом в качестве источников высокостабильного опорного напряжения.

В двухкаскадной схеме параметрического стабилизатора напряжения (рис. 2-5) выходной каскад, состоящий из балластного резистора $R''_{бл}$ и стабилитрона $Д_3$, питается от каскада предварительного стабилизатора напряжения (балластный резистор $R'_{бл}$, стабилитроны $Д_1$ и $Д_2$). Для нормальной работы стабилизатора необходимо выполнение условия $U'_{ст} > U''_{ст}$, где $U'_{ст}$, $U''_{ст}$ — соответственно, суммарное напряжение стабилизации $Д_1$, $Д_2$ и напряжение стабилизации стабилитрона $Д_3$.

Коэффициент стабилизации двухкаскадного ПСН по напряжению питания $K_{ст(U)}$ равен произведению коэффициентов стабилизации первого $K'_{ст(U)}$ и второго $K''_{ст(U)}$ каскадов:

$$K_{ст(U)} = K'_{ст(U)} K''_{ст(U)} = \frac{U_н}{U_п} \frac{R''_{бл} R'_{бл}}{r''_{ст} r'_{ст}},$$

где $r'_{ст}$ — суммарное дифференциальное сопротивление стабилитронов $Д_1$, $Д_2$; $r''_{ст}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона $Д_3$.

Выходное сопротивление двухкаскадного ПСН $R_{вых} \approx r''_{ст}$. Таким образом, применяя многокаскадные ПСН, можно повысить коэффициент стабилизации по напряжению питания $K_{ст(U)}$, однако при изменении тока нагрузки стабильность схемы будет такой же, как и в однокаскадном ПСН.

Температурная нестабильность выходного напряжения двухкаскадного ПСН определяется как температурной нестабильностью напряжения стабилизации кремниевого стабилитрона выходного каскада, так и температурной нестабильностью кремниевых стабилитронов первого каскада, вызывающей изменение тока и

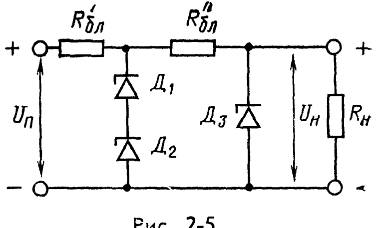


Рис. 2-5.

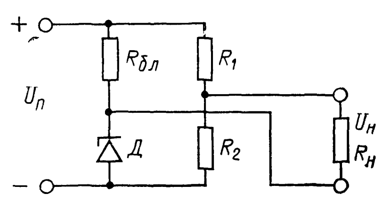


Рис. 2-6.

напряжения стабилизации в выходном каскаде. Для получения минимально возможной температурной нестабильности выходного напряжения в двухкаскадном ПСН следует стремиться не только к выбору стабилитрона выходного каскада с минимальным значением $\alpha_{ст}$ (например, типа Д818), но и по возможности выбирать кремниевые стабилитроны первого каскада с $\alpha_{ст}$ противоположного знака. Так, при использовании во втором каскаде стабилитронов типов 2С133А, 2С139А, 2С147А для первого каскада целесообразно выбирать кремниевые стабилитроны типа Д814А-Д (или Д808—Д813). Применение термокомпенсированных стабилитронов в выходном каскаде имеет смысл только при сравнительно малых изменениях тока нагрузки.

Мощность, потребляемая двухкаскадным ПСН в номинальном режиме,

$$P_п = U_п \frac{U_п - U'_{ст}}{R'_{бл}},$$

а к. п. д.

$$\eta_{ПСН} = \frac{U_н}{U_п} \frac{I_н R'_{бл}}{U_п - U'_{ст}}.$$

Нестабильность выходного напряжения ПСН при изменении напряжения питания может быть существенно уменьшена за счет применения мостовой схемы (рис. 2-6). Она представляет собой однокаскадный ПСН с балластным резистором $R_{бл}$ и кремниевым стабилитроном *Д*, параллельно которым подключен делитель напряжения, образованный резисторами R_1 и R_2. Сопротивление нагрузки $R_н$ включено в диагональ мостовой схемы. Напряжение на $R_н$ представляет собой разность напряжений на стабилитроне *Д* и резисторе R_2. Компенсация изменения напряжения на сопротивлении нагрузки $R_н$ при изменении питающего напряжения $U_п$ осуществляется в схеме благодаря падению напряжения на резисторе R_2, пропорциональному изменению напряжения питания и действующему встречно с напряжением стабилизации $U_{ст}$.

Коэффициент стабилизации выходного напряжения при изменении питающего напряжения для мостовой схемы ПСН

$$K_{ст(U)} = \frac{U_н}{U_п} \frac{1}{\frac{r_{ст}}{R_{бл}} - \frac{R_2}{R_1}},$$

а выходное сопротивление $R_{вых} \approx r_{ст} + R_2$.

Из приведенных выше формул следует, что при

$$\frac{r_{ст}}{R_{бл}} = \frac{R_2}{R_1}$$

нестабильность выходного напряжения мостовой схемы стремится к нулю, а коэффициент стабилизации — к бесконечности. Выход-

ное сопротивление схемы велико, но его уменьшение при сохранении нулевой нестабильности нецелесообразно, так как приводит к снижению к. п. д. схемы.

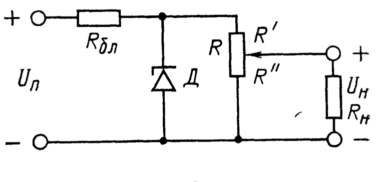


Рис. 2-7.

В мостовой схеме целесообразно применение термокомпенсированных стабилитронов. Стабилизирующие свойства схемы на практике значительно ухудшаются из-за нелинейной зависимости дифференциального сопротивления $r_{ст}$ от тока стабилизации $I_{ст}$, поскольку компенсация нестабильности $U_н$ с помощью резистора R_2 производится только для одного режима работы при определенном значении тока $I_{ст}$. Уменьшение зависимости $r_{ст}$ от $I_{ст}$ может быть получено за счет увеличения напряжения питания $U_п$, т. е. снижения к. п. д. ПСН. При малых значениях выходного сопротивления $R_{вых} \approx 2r_{ст}$ ($R_2 \approx r_{ст}$) к. п. д. мостовой схемы вдвое ниже, чем у однокаскадного ПСН. Это ограничивает область применения мостового ПСН.

В ряде случаев оказывается необходимым иметь регулируемое стабильное напряжение постоянного тока небольшой мощности. При постоянном или мало изменяющемся токе нагрузки можно использовать схему ПСН с потенциометром R (рис. 2-7). В качестве стабилитрона $Д$ могут быть использованы термокомпенсированные приборы. Применение делителя выходного напряжения уменьшает коэффициент стабилизации ПСН и существенно увеличивает выходное сопротивление

$$R_{вых} = \frac{(R + r_{ст})R''}{R' + R'' + r_{ст}}.$$

Для уменьшения $R_{вых}$ следует выбирать делитель с малым сопротивлением R'', что практически не всегда осуществимо. В качестве потенциометра R следует взять проволочный резистор, так как он обладает более высокой стабильностью при воздействии различных возмущающих факторов.

Пример расчета однокаскадного ПСН (см. рис. 2-4).

Возможные относительные значения отклонений питающего напряжения: $a=0,1$; $b=0,15$; $I_н=10 \cdot 10^{-3}$ А — номинальный ток нагрузки; $I_{н.мин}=8 \cdot 10^{-3}$ А. Выходное напряжение $U_н=8$ В. Диапазон рабочих температур окружающей среды $T_{ср}=+25 \div +40$°C.

Выбрать напряжение питания ПСН, тип стабилитрона, рассчитать режим его работы и сопротивление балластного резистора.

1. Выходное напряжение $U_н=8$ В может быть получено с помощью кремниевого стабилитрона типа Д814А, имеющего параметры: $U_{ст}=7,75$ В; $q=0,1$; $I_{ст.мин}=3 \cdot 10^{-3}$ А; $I_{ст.макс}=37 \cdot 10^{-3}$ А (при +40°C).

2. Балластный резистор $R_{бл}$ выбирается типа МЛТ с $d=0,1$.

3. Вспомогательные коэффициенты равны:

$$A = \frac{1+a}{1-b} = \frac{1+0,1}{1-0,15} = 1,29; \quad D = \frac{1+d}{1-d} = \frac{1+0,1}{1-0,1} = 1,22;$$

$$Q = \frac{1+q}{1-q} = \frac{1+0,1}{1-0,1} = 1,22.$$

4. Вычисляем ток:

$$I_{R\text{мин}} = I_{\text{ст.мин}} + I_{\text{н}} = (3 + 10) \cdot 10^{-3} = 13 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

5. Предельное минимальное напряжение питания

$$U_{\text{п.мин}} = \frac{1-q}{1-b} \frac{Q(I_{\text{ст.макс}} + I_{\text{н.мин}}) - DI_{R\text{мин}}}{I_{\text{ст.макс}} + I_{\text{н.мин}} - DAI_{R\text{мин}}} U_{\text{ст}} =$$

$$= \frac{1-0,1}{1-0,15} \frac{1,22(37+8) \cdot 10^{-3} - 1,22 \cdot 13 \cdot 10^{-3}}{(37+8) \cdot 10^{-3} - 1,29 \cdot 1,22 \cdot 13 \cdot 10^{-3}} 7,75 = 13 \text{ В}.$$

Принимаем номинальное значение $U_{\text{п}} = 16$ В $> U_{\text{п.мин}}$.

6. Сопротивление балластного резистора

$$R_{\text{бл}} = \frac{U_{\text{п}}(1-b) - U_{\text{ст}}(1+q)}{(1+d) I_{R\text{мин}}} = \frac{16(1-0,15) - 7,75(1-0,1)}{(1+0,1) 13 \cdot 10^{-3}} =$$

$$= 350 \text{ Ом}.$$

Проверяем правильность выбора $R_{\text{бл}}$:

$$R_{\text{бл.мин}} = \frac{1-q}{1-d} \frac{AQ - 1}{I_{\text{ст.макс}} + I_{\text{н.мин}} - DAI_{R\text{мин}}} U_{\text{ст}} =$$

$$= \frac{1-0,1}{1-0,1} \cdot \frac{1,29 \cdot 1,22 - 1}{(37+8) \cdot 10^{-3} - 1,29 \cdot 1,22 \cdot 13 \cdot 10^{-3}} 7,75 = 180 \text{ Ом}.$$

Поскольку $R_{\text{бл}} > R_{\text{бл.мин}}$, принимаем $R'_{\text{бл}} = 360$ Ом.

7. Предельно возможный рабочий ток через кремниевый стабилитрон

$$I_{\text{ст.пред}} = \frac{U_{\text{п}}(1+a) - U_{\text{ст}}(1-q)}{R'_{\text{бл}}(1-d)} - I_{\text{н.мин}} =$$

$$= \frac{16(1+0,1) - 7,75(1-0,1)}{360(1-0,1)} - 8 \cdot 10^{-3} = 25 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

Расчет проведен правильно, поскольку

$$I_{\text{ст.пред}} < I_{\text{ст.макс}} = 37 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

8. Мощность, рассеиваемая на резисторе,

$$P_R = (I_{\text{ст.пред}} + I_{\text{н.мин}})^2 R'_{\text{бл}} = (25+8)^2 \cdot 10^{-6} \cdot 360 = 0,39 \text{ Вт}.$$

Выбираем резистор типа МЛТ мощностью 0,5 Вт.

9. К. п. д. схемы

$$\eta = \frac{U_{\text{н}} I_{\text{н.мин}}}{U_{\text{п}} I_{R\text{макс}}} 100 = \frac{7,75 \cdot 8 \cdot 10^{-3}}{16 \cdot 33 \cdot 10^{-3}} 100 = 11,5\,\%,$$

где $I_{R\text{макс}} = I_{\text{ст.пред}} + I_{\text{н.мин}} = (25+8) \cdot 10^{-3} = 33 \cdot 10^{-3}$ А.

10. Температурная нестабильность выходного напряжения

$$\delta U_{\text{н}(T)} = \alpha_{\text{ст}} \Delta T = 5,9 \cdot 10^{-2} (40 - 25) = 0,89\,\%.$$

11. Для определения нестабильности выходного напряжения при изменении питающего напряжения и тока нагрузки находим вспомогательные параметры.

Полное изменение тока через кремниевый стабилитрон при колебаниях питающего напряжения на значение $\Delta U_{\text{п}} = (a+b) U_{\text{н}}$ и

изменении тока нагрузки на $\Delta I_н = I_н - I_{н.мин}$ равно:

$$\Delta I_{ст} = \frac{U_п}{R'_{бл}}(a+b) + \Delta I_н =$$

$$= \frac{16(0,1+0,15)}{360} + 2\cdot 10^{-3} = 13\cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

Начальное значение тока стабилитрона

$$I_{ст.0} = \frac{1}{1+q}\left[(1+d)I_{ст.мин} + (d-q)I_н + \frac{q(1-b)U_п}{R'_{бл}}\right] =$$

$$= \frac{1}{1+0,1}\left[(1+0,1)3\cdot 10^{-3} + \frac{0,1(1-0,15)16}{360}\right] = 6,4\cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

Нестабильность выходного напряжения ПСН равна:

$$\Delta U_н = 2I_{с1}r_{э1}\sqrt{1+m}\left(\sqrt{\frac{I_{ст0}+\Delta I_{ст}}{I_{с1}} + m} - \sqrt{\frac{I_{ст0}}{I_{с1}} + m}\right) +$$

$$+ r_т \Delta I_{ст} = 2\cdot 10^{-3}\cdot 12\sqrt{1+0,33}\left(\sqrt{\frac{6,4+13}{1} + 0,33} -\right.$$

$$\left. - \sqrt{\frac{6,4}{1} + 0,33}\right) + 6,5\cdot 13\cdot 10^{-3} = 0,136 \text{ В}.$$

Значения $I_{с1}$, $r_{э1}$, m, $r_т$ для стабилитронов различных типов приведены в [13, табл. 1-2].

2-2. Разновидности схем ПСН постоянного тока

Максимальная выходная мощность простейших схем ПСН зависит от значений $I_{ст.макс}$ и $P_{макс}$ кремниевого стабилитрона. Область применения ПСН по мощности можно расширить, если в качестве усилителя тока использовать транзистор (рис. 2-8,*а*, *б*). В этих схемах ПСН выполняемые элементами функции разделены: опорным элементом является стабилитрон *Д*, включенный в базовую цепь транзистора *Т*; последний является регулирующим элементом.

Схема ПСН (рис. 2-8,*а*) представляет собой эмиттерный повторитель, параллельно транзистору *Т* включено сопротивление нагруз-

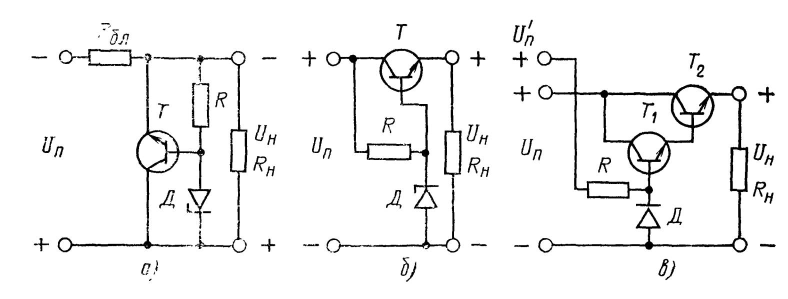


Рис. 2-8.

ки $R_н$. Балластный резистор $R_{бл}$ может быть включен как в коллекторную, так и в эмиттерную цепи транзистора. В последнем случае у входных и выходных цепей образуется общий провод. Напряжение на нагрузке равно

$$U_н = U_{ст} + U_{ЭБ} \approx U_{ст} \text{ (в том случае, если } U_{ст} \gg U_{ЭБ}).$$

Схема работает следующим образом. При возрастании по какой-либо причине напряжения $U_н$ происходит увеличение напряжения $U_{ЭБ}$ и коллекторного тока $I_К$, так как транзистор T работает в области усиления. Возрастание коллекторного и соответственно эмиттерного токов приводит к увеличению падения напряжения на балластном резисторе $R_{бл}$, что компенсирует рост напряжения $U_н$. Поскольку ток $I_{ст}$ кремниевого стабилитрона является одновременно базовым током транзистора, очевидно, что ток нагрузки в этой схеме может быть в $h_{21К} \approx h_{21Э}$ раз больше, чем в простейшей схеме ПСН. Резистор R увеличивает ток через стабилитрон, обеспечивая его устойчивую работу при максимальном значении коэффициента $h_{21Э}$, минимальном напряжении питания $U_п$ и максимальном токе нагрузки $I_н$.

Коэффициент стабилизации:

$$K_{ст(U)} \approx \frac{R_{бл}}{\frac{r_{ст}}{1 + h_{21Э}} + R_{вых.э}} \frac{U_{ст}}{U_п}.$$

Здесь $R_{вых.э}$ — выходное сопротивление эмиттерного повторителя, равное:

$$R_{вых.э} \approx r_э + \frac{r_{ст} + r_б}{1 + h_{21Э}},$$

где $r_э$, $r_б$ — соответственно сопротивления эмиттера и базы транзистора.

Сопротивление $r_э$ существенно зависит от эмиттерного тока $I_Э$ транзистора, который в свою очередь определяется током нагрузки $I_н$. С уменьшением тока $I_Э$ сопротивление $r_э$ быстро возрастает и может существенно превышать второе слагаемое в выражении для $R_{вых.э}$. Это приводит к соответствующему увеличению $R_{вых.э}$ и ухудшению стабилизирующих свойств схемы ПСН. Уменьшить значение $r_э$ можно за счет применения составного транзистора, использования более мощных транзисторов с малыми значениями $r_э$ и $r_б$, увеличения тока через транзистор. Последнее приводит к ухудшению к. п. д. схемы.

Параметрический стабилизатор напряжения, схема которого приведена на рис. 2-8,*б*, представляет собой эмиттерный повторитель на транзисторе T с последовательно включенным сопротивлением нагрузки $R_н$. Источником опорного напряжения в данной схеме является стабилитрон *Д* (вместо него может быть использована батарея). Выходное напряжение стабилизатора

$$U_н = U_{ст} - U_{ЭБ} \approx U_{ст} \text{ (при условии, что } U_{ст} \gg U_{ЭБ}).$$

Схема работает следующим образом. При возрастании по какой-либо причине выходного напряжения $U_н$ происходит уменьшение отпирающего напряжения $U_{ЭБ}$ транзистора и его базовый ток уменьшается. Это приводит к росту напряжения на переходе коллек-

тор — эмиттер, в результате чего выходное напряжение практически не изменяется. Оптимальное значение тока опорного стабилитрона $Д$ определяется сопротивлением резистора R, включенного в цепь источника питания $U_п$. При постоянном значении входного напряжения $U_п$ базовый ток транзистора $I_Б$ и ток стабилизации $I_{ст}$ связаны между собой соотношением $I_Б + I_{ст} = \text{const}$.

При отсутствии нагрузки на выходе ПСН ток $I_{ст}$ максимален и определяется сопротивлением резистора R. В этом режиме максимальный рабочий ток стабилитрона должен быть меньше максимально допустимого значения $I_{ст.макс}$. При максимальном значении тока нагрузки ток $I_{ст}$ имеет минимальное значение и должен быть больше $I_{ст\ мин}$.

Выходное сопротивление ПСН определяется тем же выражением, что и для схемы, изображенной на рис. 2-8,*а*. С ростом тока нагрузки значение $R_{вых}$ уменьшается.

Коэффициент стабилизации схемы

$$K_{ст(U)} \approx \frac{r_к}{r_{ст} + r_б + r_э(1 + h_{21Э})} \frac{U_н}{U_п},$$

где $r_к$ — сопротивление коллектора биполярного транзистора. Эта формула справедлива лишь для случая независимости напряжения стабилизации $U_{ст}$ от питающего напряжения $U_п$. Однако колебания напряжения питания приводят к нестабильности $U_{ст}$. Эта нестабильность может быть оценена коэффициентом стабилизации $K_{ст(он)}$ стабилитрона опорного напряжения:

$$K_{ст(U)} \approx K_{ст(он)} = \frac{R}{r_{ст}} \frac{U_{ст}}{U_п}.$$

Обычно $K_{ст(он)} \approx 15 \div 20$.

Коэффициент стабилизации ПСН (рис. 2-8,*б*) может быть существенно увеличен при введении в его схему отдельного вспомогательного источника с $U'_п \gg U_{ст}$ и применения составного транзистора (рис. 2-8,*в*).

Схема эмиттерного повторителя с последовательным включением нагрузки на практике применяется чаще, так как имеет больший к. п. д., позволяет использовать менее мощные транзисторы, имеет меньшую нестабильность при изменении тока нагрузки. Схема ПСН с параллельным включением транзистора и нагрузки применяется в том случае, когда необходимо обеспечить работоспособность схемы при больших перегрузках по току, а также при значительных колебаниях напряжения питания и постоянной нагрузке.

В параметрических стабилизаторах напряжения постоянного тока при питании от сети переменного тока нелинейный элемент может включаться непосредственно в цепь первичного питания. В качестве такого нелинейного элемента ПСН используются дроссели насыщения (или насыщающиеся трансформаторы). Подобные нелинейные элементы имеют два устойчивых состояния, в которых поочередно могут находиться во время работы: перемагничивания и насыщения. В первом состоянии дроссель насыщения обладает большим индуктивным сопротивлением, через его обмотку протекает лишь ток холостого хода. Режим насыщения характеризуется весьма малым сопротивлением дросселя переменному току, значение протекающего через обмотку тока практически ограничивается лишь внешними сопротивлениями, включенными в цепь дросселя. Сердечники дросселей

выполняются из магнитных материалов с большим коэффициентом прямоугольности кривой намагничивания $K_{пр}$ ($K_{пр}=0,90 \div 0,99$).

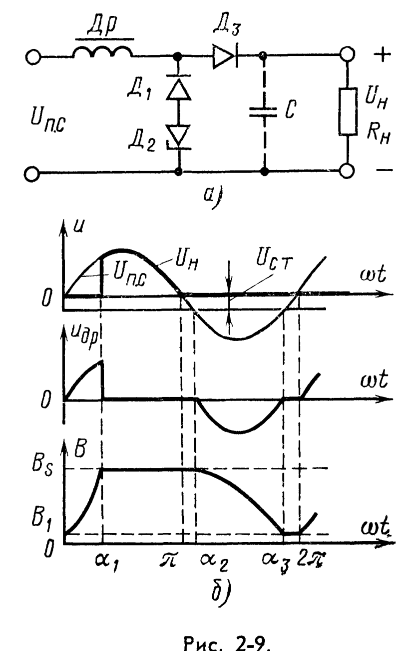


Рис. 2-9.

Стабилизация выходного напряжения ПСН осуществляется за счет изменения формы кривой питающего напряжения. Дроссель, работающий в режиме переключения с изменяющимся углом регулирования α, стабилизирует среднее значение напряжения на его обмотке. Для уменьшения уровня пульсаций на выходе ПСН включаются сглаживающие фильтры. Подобные схемы стабилизаторов напряжения просты и надежны в работе, однако при питании от сети переменного тока промышленной частоты они имеют весьма значительные массу и габариты, а нестабильность их выходного напряжения зависит от колебаний частоты питающего напряжения.

Параметрические стабилизаторы напряжения с дросселями насыщения обычно выполняются в сочетании с кремниевыми стабилитронами, выполняющими роль источников опорного напряжения. Подобные стабилизаторы отличаются большим многообразием схемных решений. Один из простейших однополупериодных вариантов схем ПСН приведен на рис. 2-9,*а*. Временные диаграммы изменения напряжений и магнитной индукции, характеризующие работу схемы стабилизатора, приведены на рис. 2-9,*б*.

В начале рабочего полупериода, когда напряжение питания переменного тока $U_{п.с}$ открывает диод $Д_3$ (момент времени $\omega t=0$), магнитная индукция в сердечнике дросселя имеет значение B_1, обмотка дросселя представляет собой большое (по сравнению с $R_н$) сопротивление переменному току и все напряжение сети оказывается приложенным к дросселю *Др*.

На интервале $0<\omega t<\alpha_1$ индукция в сердечнике *Др* изменяется от начального значения B_1 до индукции насыщения B_s. В момент $\omega t=\alpha_1$ сердечник дросселя насыщается и практически все напряжение сети прикладывается к сопротивлению нагрузки $R_н$. В следующий полупериод ($\pi<\omega t<2\pi$) полярность напряжения питающей сети изменяется на обратную, при этом диод $Д_3$ закрывается, а диод $Д_1$ не пропускает ток до тех пор, пока напряжение сети $U_{п.с}$ не превысит значение напряжения стабилизации $U_{ст}$ кремниевого стабилитрона $Д_2$ ($\omega t=\alpha_2$).

На интервале $\alpha_2<\omega t<\alpha_3$ к дросселю насыщения прикладывается напряжение $U_{др}=U_{п.с}-U_{ст}$, под действием которого индукция в сердечнике изменяется от B_s до B_1 и дроссель размагничивается.

Затем в момент времени $\omega t=\alpha_3$ напряжение питающей сети снова снижается до значения $U_{ст}$ и стабилитрон $Д_2$ закрывается. Поскольку среднее за период значение напряжения на дросселе *Др* равно нулю, то среднее значение напряжения на нагрузке $U_н$ должно оставаться равным среднему значению напряжения на стабилитроне независимо от питающего напряжения.

Среднее значение напряжения на нагрузке равно:

$$U_н=\frac{U_{ст}}{\pi}\left(\frac{\pi}{2}+\delta-\sqrt{\delta^2-1}-\arcsin\frac{1}{\delta}\right),$$

где

$$\delta=\frac{U_{п.с}}{U_{ст}}\geqslant 1.$$

При достаточно больших значениях δ можно пользоваться приближенным выражением

$$U_н\approx\frac{U_{ст}}{\pi}\left(\frac{\pi}{2}-\frac{1}{\delta}\right).$$

Практически данную схему целесообразно использовать лишь в том случае, если стабильное выходное напряжение значительно меньше амплитудного значения напряжения питающей сети ($\delta>2\div3$). Обратное напряжение на диоде $Д_3$ не превышает значения $U_{ст}$, а обратное напряжение на диоде $Д_1$ должно быть не меньше амплитудного значения $U_{п.с}$. Ток стабилитрона $Д_2$ равен току холостого хода дросселя *Др*. Выходное напряжение в данной схеме ПСН при постоянном среднем значении имеет пульсирующий характер. Для его сглаживания на выход обычно включают емкостный фильтр (конденсатор *C* показан на рис. 2-9,*а* пунктиром).

Режим работы параметрического стабилизатора напряжения с дросселем насыщения и емкостным фильтром по сравнению с рассмотренным выше существенно изменяется. Предположим, что емкость конденсатора *C* достаточно велика и пульсации на выходе отсутствуют. В этом случае в рабочий полупериод напряжение на нагрузке $U_н$ действует встречно с напряжением питания $U_{п.с}$, поэтому дроссель *Др* насыщается под действием напряжения $U_{др}=U_{п.с}-U_н$. Когда индукция в сердечнике дросселя достигает значения B_s, напряжение сети прикладывается к нагрузке, подзаряжая конденсатор *C* до значения напряжения $U_н$. В управляющий полупериод напряжение $U_н$ запирает диод $Д_3$, размагничивание дросселя насыщения происходит под действием напряжения $U'_{др}=U_{п.с}-U_{ст}$. Выходное напряжение ПСН (рис. 2-9,*а*) с емкостным фильтром равно $U_н=U_{ст}$.

В реальном дросселе *Др* после его насыщения имеет место остаточная индуктивность из-за непрямоугольности петли гистерезиса магнитного материала сердечника. При колебаниях питающего напряжения $U_{п.с}$ это приводит к небольшому изменению выходного напряжения ПСН. Данная нестабильность устранена в схеме рис. 2-10 за счет введения линейной компенсации выходного напряжения. Для этого используется дополнительная обмотка w_2 трансформатора *Тр*.

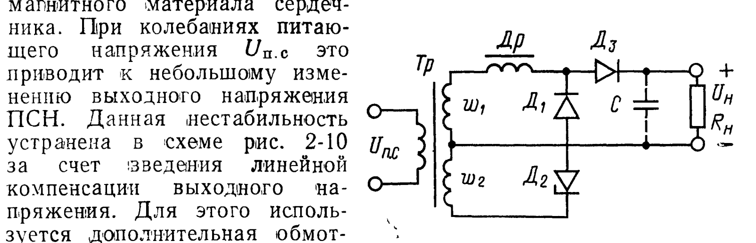


Рис. 2-10.

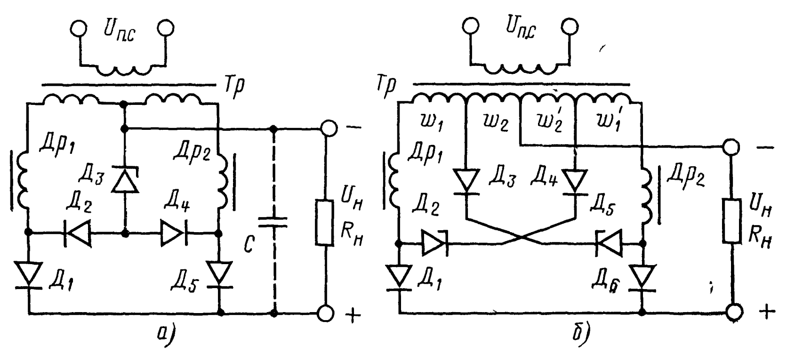


Рис. 2-11.

Работа этой схемы отличается от рассмотренной выше тем, что в рабочий полупериод перемагничивание дросселя насыщения происходит под действием напряжения, снимаемого с обмотки w_1 трансформатора *Тр*, а в управляющий полупериод — под действием разности напряжений: снимаемого с обмоток w_1 и w_2 того же трансформатора и напряжения стабилизации $U_{ст}$.

Напряжение на нагрузке ПСН

$$U_н = \frac{U_{ст}}{\pi}\left(\frac{\pi}{2} + \delta - \sqrt{\delta^2 n^2 - 1} - \arcsin\frac{1}{\delta n}\right),$$

где $n = \frac{w_1 + w_2}{w_1}$ — коэффициент трансформации.

В зависимости от значений n можно получить любой закон изменения (увеличение или уменьшение) напряжения $U_н$ или обеспечить его постоянство при изменении напряжения питания. Этим же способом можно обеспечить стабилизацию действующего значения выходного напряжения ПСН.

Недостатком рассмотренных однополупериодных схем ПСН является большой уровень пульсаций выходного напряжения, сравнительно небольшая выходная мощность, возможность подмагничивания сердечника силового трансформатора.

Отмеченные недостатки отсутствуют в схемах параметрических стабилизаторов напряжения с двухполупериодным выпрямлением переменного тока при использовании магнитных усилителей с самонасыщением. Примеры таких схем ПСН приведены на рис. 2-11.

Схема ПСН с дифференциальным магнитным усилителем (рис. 2-11,*а*) представляет собой комбинацию двух однополупериодных схем, приведенных на рис. 2-9,*а*. Отличие заключается лишь в режиме работы стабилитрона $Д_3$, через который в течение обоих полупериодов питающего напряжения протекает размагничивающий ток. Среднее значение выходного напряжения $U_н$ для этой схемы без конденсатора C сглаживающего фильтра определяется выражением

$$U_н = U_{ст} + \frac{2U_{ст}}{\pi}\left(\delta - \sqrt{\delta^2 - 1} - \arcsin\frac{1}{\delta}\right).$$

При достаточно больших значениях δ справедливо приближенное выражение

$$U_н \approx U_{ст}\left(1 - \frac{1}{\pi\delta}\right).$$

Если имеется конденсатор C, выходное напряжение ПСН $U_н = U_{ст}$.

В двухполупериодных схемах ПСН также можно осуществлять компенсацию изменения выходного напряжения $U_н$ с помощью специальных обмоток на трансформаторе, а также стабилизировать действующее значение напряжения $U_н$. Подобная схема ПСН приведена на рис. 2-11,*б* и представляет комбинацию двух однополупериодных схем ПСН (см. рис. 2-10), рассмотренных выше. Среднее значение напряжения на выходе ПСН

$$U_н = U_{ст} + \frac{2U_{ст}}{\pi}\left(\delta - \sqrt{\delta^2 n^2 - 1} - \arcsin\frac{1}{\delta n}\right).$$

Снижение уровня пульсаций выходного напряжения ПСН, уменьшение массы и габаритов сглаживающего фильтра, улучшение использования питающей сети обеспечиваются в схеме параметрического стабилизатора с частичным регулированием напряжения (рис. 2-12,*а*).

Временные диаграммы напряжений и магнитной индукции в этой схеме приведены на рис. 2-12,*б*. На интервале времени $0 < \omega t < \alpha_1$ открыт диод $Д_1$ под действием напряжения U_1 обмотки трансформатора $Тр$. Напряжение на сопротивлении нагрузки $R_н$ также равно U_1. К дросселю $Др_1$ приложено напряжение U_2 через диоды $Д_1$ и $Д_6$, под действием этого напряжения индукция в сердечнике изменяется от начального значения B_1 до индукции насыщения B_s.

В момент времени $\omega t = \alpha_1$ дроссель $Др_1$ насыщается и к нагрузке $R_н$ прикладывается напряжение $U_1 + U_2$, а диод $Д_1$ закрывается

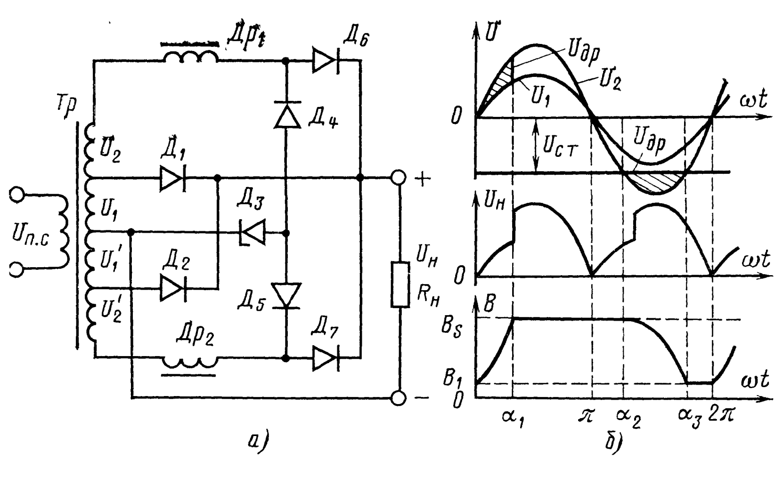


Рис. 2-12.

напряжением U_2. При $\omega t=\pi$ питающее напряжение $U_{п.с}$ меняет знак, ток нагрузки начинает протекать через диод $Д_2$, напряжение на $R_н$ вновь становится равным U_1. Поскольку дроссель $Др_1$ на интервале времени $\pi<\omega t<\alpha_2$ остается в насыщенном состоянии, то к стабилитрону $Д_3$ прикладывается сумма напряжений — (U_1+U_2). Начиная с момента $\omega t=\alpha_2$ эта сумма превышает значение напряжения стабилизации $U_{ст}$ стабилитрона $Д_3$ и к дросселю $Др_1$ через $Д_3$ и $Д_4$ оказывается приложенным напряжением $U_{др}=-[(U_1+U_2)-$ $-U_{ст}]$. Это приводит к уменьшению индукции в сердечнике от B_s до B_1. При $\omega t=\alpha_3$ сумма напряжений обоих полуобмоток трансформатора вновь становится меньше $U_{ст}$ и на интервале $\alpha_3<\omega t<2\pi$ изменение индукции в сердечнике прекращается.

Среднее значение выходного напряжения $U_н$ определяется тем же выражением, что и для схемы рис. 2-11,*а*.

Дальнейшее повышение выходной мощности, уменьшение пульсаций, улучшение удельных показателей ПСН могут быть получены в комбинированных магнитно-тиристорных схемах, где магнитный усилитель и стабилитрон включены в слаботочные цепи управления, а коммутация тока в силовой цепи осуществляется тиристорами. Одна из таких схем ПСН приведена на рис. 2-13. Она представляет собой двухполупериодную схему тиристорного регулируемого выпрямителя, управляемого с помощью магнитного параметрического стабилизатора. При включении тиристора выходной ток ПСН замыкается через управляющий переход тиристора и сопротивление нагрузки $R_н$. После открытия тиристора напряжение силовой обмотки трансформатора *Тр* практически полностью прикладывается к нагрузке, а через цепь управления тиристоров закрывает диоды $Д_1$ и $Д_5$, т. е. прекращает протекание токов управления в рабочие полупериоды каждого дросселя. При этом режим размагничивания дросселя в управляющий полупериод не нарушается, что обеспечивает стабильность напряжения на нагрузке. Поскольку обмотки трансформатора, питающие ПСН и дроссели насыщения должны быть рассчитаны лишь на импульсный ток управления, их масса и габариты могут быть значительно уменьшены.

При питании от однофазных и трехфазных сетей переменного тока и больших выходных мощностях (1 кВт и более) применяются ПСН постоянного тока с активными источниками опорного напряжения и вспомогательными маломощными дросселями насыщения, слу-

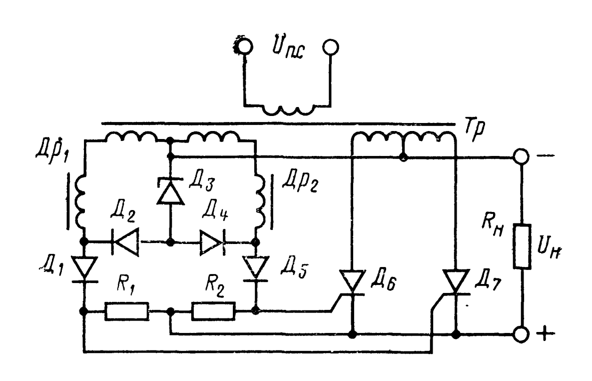


Рис. 2-13.

жащими для коммутации размагничивающего напряжения силовых дросселей насыщения.

В ряде случаев в качестве опорных элементов могут использоваться маломощные дроссели насыщения с прямоугольной петлей гистерезиса, включенные в цепь управления силового дросселя. Подобные ПСН весьма разнообразны своими схемными решениями, достаточно сложны, громоздки и потому в настоящей работе не рассматриваются. Более обстоятельный материал по данным вопросам можно найти в [13, 14].

Параметрические стабилизаторы напряжения постоянного тока с дросселями насыщения и кремниевыми стабилитронами могут быть использованы и при питании от источника переменного тока с напряжением прямоугольной формы (например, от транзисторного или тиристорного инвертора, работающего с относительно низкой частотой коммутации).

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С НЕПРЕРЫВНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

3-1. Основные схемы транзисторных компенсационных стабилизаторов напряжения и их функциональные узлы

Компенсационный стабилизатор с непрерывным способом регулирования (НСН) представляет собой замкнутую систему автоматического регулирования выходного напряжения при воздействии различных возмущающих факторов (изменение питающего напряжения, нагрузки, температуры окружающей среды и пр.), в которой выходное напряжение поддерживается постоянным за счет изменения падения напряжения на регулирующем элементе. Стабилизаторы напряжения с непрерывным способом регулирования могут быть выполнены как с последовательным, так и с параллельным включением регулирующего элемента относительно нагрузки (соответственно последовательного и параллельного типа).

В качестве регулирующего элемента схемы обычно используются биполярные транзисторы *n-p-n* и *p-n-p* типа, работающие в режиме усиления. Поскольку в режиме усиления у транзистора существует линейная зависимость между входным и выходным сигналами, то стабилизаторы напряжения с непрерывным способом регулирования иначе называют линейными стабилизаторами напряжения.

В цепи ООС стабилизаторов напряжения обоих типов происходит непрерывное автоматическое сравнение выходного напряжения (или части его) с опорным напряжением; сигнал ошибки усиливается и используется для управления регулирующим элементом (транзистором) так, чтобы уменьшить эту ошибку.

В стабилизаторах напряжения постоянного тока последовательного типа постоянство выходного напряжения при воздействии возмущающих факторов обеспечивается соответствующим изменением падения напряжения на регулирующем транзисторе. В стабилизаторах напряжения параллельного типа постоянство выходного напряжения обеспечивается за счет изменения падения напряжения на балластном резисторе, включенном последовательно с нагрузкой, при изменении тока, протекающего через регулирующий транзистор.

Для того чтобы правильно производить выбор типа стабилизатора для каждого конкретного случая, необходимо рассмотреть характерные особенности их работы.

В стабилизаторах напряжения параллельного типа напряжение на регулирующем транзисторе равно выходному напряжению и не зависит от изменений входного напряжения. В стабилизаторах последовательного типа напряжение на регулирующем транзисторе равно разности между питающим и выходным напряжениями, т. е. значительно меньше, чем у параллельного стабилизатора, и зависит от изменения питающего напряжения. Меньшее значение напряжения позволяет выполнять стабилизаторы последовательного типа на более высокие выходные напряжения, чем параллельного типа.

Стабилизаторы напряжения постоянного тока последовательного типа рекомендуется применять с источниками первичного питающего напряжения, имеющими малое выходное сопротивление. При использовании стабилизаторов параллельного типа в этом случае приходится значительно увеличивать сопротивление балластного резистора, что приводит к снижению к. п. д. схемы.

К. п. д. стабилизатора напряжения параллельного типа зависит от тока нагрузки. У стабилизатора последовательного типа эта зависимость выражена слабее. Если последовательный и параллельный стабилизаторы напряжения имеют одинаковую выходную мощность, то стабилизатор последовательного типа имеет более высокий к. п. д. в режиме неполной нагрузки, а стабилизатор параллельного типа более экономичен в режиме максимальной нагрузки. Таким образом, первый из них более предпочтителен при работе на сильно изменяющуюся нагрузку, а второй — на постоянную нагрузку.

Стабилизаторы напряжения параллельного типа не требуют принятия специальных мер защиты от короткого замыкания на выходе. Это объясняется тем, что в режиме короткого замыкания напряжение на регулирующем транзисторе, а следовательно, и рассеиваемая мощность равны нулю. В этом режиме работы вся мощность, которую потребляет стабилизатор от питающей сети, будет рассеиваться на балластном резисторе, параметры которого должны быть соответствующим образом выбраны. У стабилизаторов напряжения последовательного типа при коротком замыкании на выходе резко возрастает напряжение на регулирующем транзисторе (становится равным напряжению питания), и вся потребляемая стабилизатором мощность рассеивается на нем. Для того чтобы в режиме короткого замыкания стабилизатор сохранял свою работоспособность, в схему вводят токоограничивающие защитные элементы.

Режим холостого хода на выходе опасен для стабилизаторов напряжения параллельного типа, поскольку в этом случае на регулирующем транзисторе рассеивается очень большая мощность. В стабилизаторах напряжения последовательного типа работа в режиме холостого хода также не рекомендуется, что объясняется неустойчивой работой мощных транзисторов в режиме малых токов. В этом случае параллельно выходу стабилизатора подключают дополнительные нагрузочные резисторы (их роль может выполнить делитель напряжения измерительного элемента при соответствующем выборе тока через его резисторы).

Сравнивая приведенные выше характеристики стабилизаторов напряжения последовательного и параллельного типов, можно сделать вывод, что оба типа имеют положительные и отрицательные стороны. Поэтому выбор схемы того или иного типа стабилизатора

зависит от конкретных требований к ним, заданных режимов работы, характеристик источника первичного питания и пр.

Типичная простая схема компенсационного стабилизатора напряжения постоянного тока с непрерывным способом регулирования последовательного типа приведена на рис. 3-1,*а*, а параллельного типа — на рис. 3-1,*б*. В состав каждой из схем входит регулирующий транзистор T_1, усилитель постоянного тока (УПТ) на транзисторе T_2, измерительный элемент — делитель напряжения на резисторах $R_{д1}$, $R_{пт}$ и $R_{д2}$. Источником опорного напряжения является однокаскадный параметрический стабилизатор напряжения на кремниевом стабилитроне *Д*, минимальное значение рабочего тока через стабилитрон определяется сопротивлением резистора $R_{ст}$. Сравнение выходного и опорного напряжения производится на входе транзистора T_2 УПТ, он же усиливает сигнал ошибки и управляет регулирующим транзистором.

Рассмотрим работу этих схем стабилизаторов (при условии, что на рис. 3-1,*а* точки *А* и *Б* соединены между собой), считая возмущающим фактором изменение питающего напряжения $U_п$.

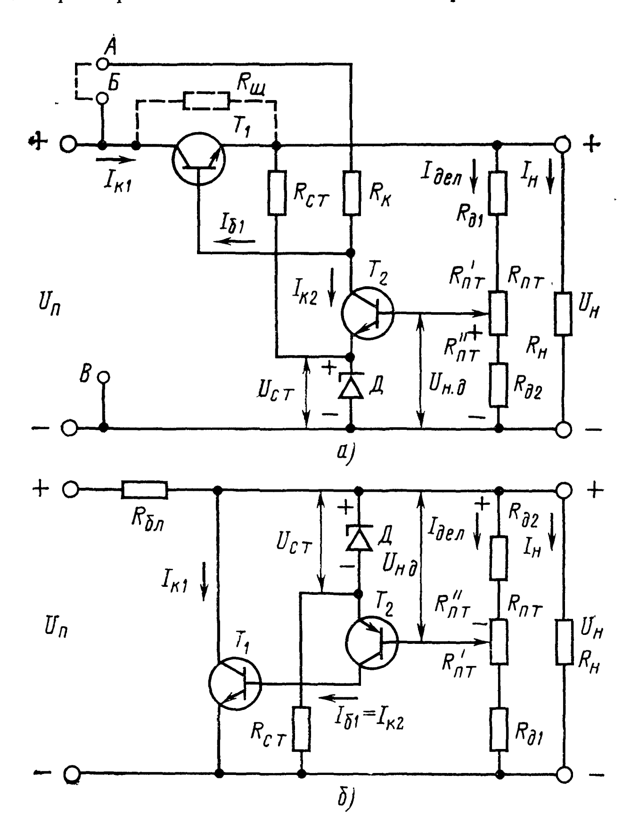


Рис. 3-1.

При повышении напряжения питания $U_п$ происходит увеличение выходного напряжения $U_н$ стабилизаторов и соответственно той его части $U_{н\,д}$, которая снимается с резисторов $R''_{пт}$, $R_{д2}$ делителя напряжения.

Сигнал ошибки $U_{эб}=U_{н.д}-U_{ст}$ воздействует на вход транзистора T_2, вызывая увеличение его коллекторного тока $I_{К2}$. В схеме, приведенной на рис. 3-1,*а*, это приводит к уменьшению базового тока транзистора T_1 ($I_{Б1}$). Поскольку транзистор T_1 работает в режиме усиления, то падение напряжения на нем возрастает, компенсируя происшедшее увеличение выходного напряжения.

В схеме, приведенной на рис. 3-1,*б*, увеличение тока $I_{К2}$ вызывает рост коллекторного тока транзистора T_1 и увеличение падения напряжения на балластном резисторе $R_{бл}$. В результате этого происходит компенсация возрастания напряжения $U_н$.

При уменьшении питающего напряжения $U_п$ (или увеличении тока нагрузки $I_н$) выходное напряжение стабилизаторов уменьшается и описанные выше процессы протекают в том же порядке, но в противоположном направлении.

Через резистор $R_к$ в схеме на рис. 3-1,*а* одновременно протекают коллекторный ток $I_{К2}$ транзистора T_2 и базовый ток $I_{Б1}$ транзистора T_1. Поскольку резистор $R_к$ является сопротивлением нагрузки УПТ, то для получения больших значений усиления его сопротивление должно быть возможно бóльшим. С другой стороны, резистор $R_к$ определяет базовый ток транзистора T_1 и увеличение его сопротивления приводит к ограничению тока $I_{К1}$ и тока нагрузки стабилизатора. Разрешить это противоречие можно заменой транзистора T_1 составным транзистором с большим коэффициентом передачи тока $h_{21Э1}$.

Коэффициент стабилизации выходного напряжения при изменении напряжения $U_п$ для схемы (рис. 3-1,*а*) равен:

$$K_{ст(U)} \approx \frac{U_н}{U_п}\,\frac{R_к n_д}{A' r_{вх2}},$$

где $r_{вх2}$ — входное сопротивление транзистора T_2 в схеме с ОБ;

$$n_д = \frac{R''_{пт} + R_{д2}}{R_{д1} + R_{пт} + R_{д2}}$$

— коэффициент деления выходного напряжения;

$$A' = 1 + \frac{r_{ст}}{r_{вх2}} + \frac{(R_{д1} + R_{пт} + R_{д2})\,(1 - n_д)\,n_д}{r_{вх2} h_{21Э2}}$$

— вспомогательный коэффициент; $h_{21Э2}$ — коэффициент передачи тока транзистора T_2.

Выходное сопротивление стабилизатора напряжения последовательного типа определяется выражением

$$R_{вых} = \frac{A' r_{вх2}}{n_д}\left(\frac{1}{h_{21Э1}} + \frac{r_{вх1}}{R_к} + \frac{r_{и.п}}{R_к}\right),$$

где $r_{вх1}$ — входное сопротивление транзистора T_1 в схеме с ОБ; $r_{и.п}$ — выходное сопротивление источника первичного питания.

Из этих выражений следует, что повышение эффективности работы стабилизатора напряжения может быть получено за счет увеличения коэффициента деления $n_д$ и уменьшения сопротивления $R_к$.

Увеличение $n_д$ означает выбор опорного напряжения, близкого по значению к выходному напряжению стабилизатора. При этом уменьшается и сопротивление резистора $R_{д1}$. Однако значительное увеличение опорного напряжения нецелесообразно, так как при этом уменьшается диапазон возможного изменения питающего напряжения и пределы регулирования выходного напряжения.

Уменьшение значения сопротивления $R_{д1}$ достигается выбором более мощного делителя напряжения. Обычно ток делителя выбирается на порядок больше, чем базовый ток транзистора T_2. Дальнейшее уменьшение сопротивления резисторов делителя напряжения нецелесообразно, так как приводит к снижению к. п. д. схемы, увеличению температурной нестабильности выходного напряжения стабилизатора из-за разогрева резисторов делителя.

Коэффициент стабилизации $K_{ст(U)}$ может быть повышен, если применить транзистор T_2 с более высоким значением коэффициента передачи тока $h_{21Э2}$ и кремниевый стабилитрон $Д$ с малым значением $r_{ст}$.

Для стабилизатора напряжения параллельного типа (рис. 3-1,*б*) имеем следующие выражения для коэффициента стабилизации выходного напряжения $K_{ст(U)}$ и выходного сопротивления $R_{вых}$:

$$K_{ст(U)}=\frac{U_н}{U_п}\left[1+\frac{R_{бл}}{R_н}+\frac{h_{21Э1}R_{бл}(1+n_дK_U)}{r_{вых2}+r_{б1}+h_{21Э1}r_{э1}}\right],$$

$$R_{вых}=\frac{r_{э1}+(r_{вых2}+r_{б1})\frac{1}{h_{21Э1}}}{1+n_дK_U};$$

где $r_{вых2}$ — выходное сопротивление усилительного каскада на транзисторе T_2; K_U — коэффициент усиления по напряжению цепи ООС.

Из этих выражений следует, что повышение коэффициента стабилизации и уменьшение выходного сопротивления стабилизатора могут быть получены за счет увеличения K_U, а также повышения значения $h_{21Э1}$ (применяя составной транзистор).

Ниже рассматриваются основные схемы функциональных узлов стабилизаторов напряжения с непрерывным способом регулирования, особенности работы и выбора их элементов с учетом возможных отклонений от номинального значения питающего напряжения $U_п$, тока нагрузки $I_н$, напряжения стабилизации $U_{ст}$ и диапазона регулирования выходного напряжения от $U_{н.мин}$ до $U_{н.макс}$.

Р е г у л и р у ю щ и й э л е м е н т. В стабилизаторе напряжения постоянного тока последовательного типа регулирующий транзистор T_1 должен быть рассчитан на максимальный ток нагрузки $I_{н.макс}$ при сравнительно малом напряжении коллектор — эмиттер:

$$I_К=I_{н.макс}<I_{Кмакс},$$

$$U_{КЭ}=U_{п.макс}-U_{н.мин}<U_{КЭмакс}.$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора, в процессе работы не должна превышать ее максимально допустимого значения для выбранного типа транзистора и заданных условий работы:

$$P_К=(U_{п.макс}-U_{н.мин})I_{н.макс}<P_{К\ макс}.$$

Одним из способов увеличения выходной мощности стабилизатора и уменьшения мощности рассеяния на регулирующем транзи-

сторе является шунтирование транзистора мощным резистором $R_ш$ (показан на рис. 3-1,*а* пунктиром). Выделяемая мощность в данном случае перераспределяется между транзистором и резистором. Общий к. п. д. стабилизатора при этом не изменяется, однако качественные показатели ухудшаются. Так выходное сопротивление $R_{вых.ш}$ стабилизатора напряжения с шунтом $R_ш$ определяется выражением

$$R_{вых.ш} \approx R_{вых}\left(1 + \frac{r_{и.п}}{R_ш}\right).$$

Сопротивление резистора $R_ш$ выбирается таким образом, чтобы ток через него был меньше минимально возможного тока нагрузки

$$I_ш = \frac{U_{КЭ1макс}}{R_ш} < I_{н.мин}.$$

В этом случае

$$R_ш \geqslant \frac{U_{п.макс} - U_{н.мин}}{I_{н.мин}}.$$

Мощность, рассеиваемая на транзисторе T_1 с подключенным резистором $R_ш$, равна:

$$P_{Кш} = U_{КЭ}\left(I_н - \frac{U_{КЭ}}{R_ш}\right).$$

Регулирующий транзистор стабилизатора напряжения параллельного типа выбирается таким образом, чтобы он выдерживал коллекторное напряжение, равное максимальному выходному напряжению $U_{н.макс}$ при сравнительно небольших значениях коллекторного тока:

$$U_{КЭ} = U_{н.макс} < U_{КЭмакс}; \quad I_К = \frac{U_{п.макс} - U_{н.мин}}{R_{бл}} - I_{н.мин} < I_{Кмакс};$$

$$P_К = I_К U_{КЭ} < P_{Кмакс}.$$

Сопротивление балластного резистора $R_{бл}$ выбирается таким образом, чтобы при минимальном напряжении питания $U_{п\,мин}$, максимальном выходном напряжении $U_{н.макс}$ и максимальном токе нагрузки $I_{н.макс}$ через регулирующий транзистор T_1 протекал минимальный заданный ток коллектора $I_{К\,мин}$:

$$R_{бл} \geqslant \frac{U_{п.мин} - U_{н.макс}}{I_{Кмин}}.$$

Мощность, рассеиваемая на балластном резисторе, не должна превышать максимально допустимого значения для выбранного типа резистора и заданных условий работы. Для того чтобы стабилизатор напряжения параллельного типа допускал возможность короткого замыкания на выходе без нарушения его работоспособности, резистор $R_{бл}$ по мощности выбирается из условия

$$P_R = \frac{U^2_{п.макс}}{R_{бл}} < P_{Rмакс}.$$

Для уменьшения мощности управления регулирующим транзистором в стабилизаторах напряжения последовательного и парал-

лельного типов широко применяется определенная схема включений нескольких (обычно двух или трех) биполярных транзисторов, называемая составным транзистором (рис. 3-2,*а*, *б*). Коэффициент передачи тока составного транзистора $h_{21Э(с)}$, составленного из двух транзисторов T_1 и T_2 (рис. 3-2,*а*), определяется выражением

$$h_{21Э(с)} = h_{21Э1} + h_{21Э2} + h_{21Э1}\, h_{21Э2} \approx h_{21Э1}\, h_{21Э2},$$

а обратный ток коллектора составного транзистора

$$I_{КБо(с)} = I'_{КБо} + I''_{КБо};$$

здесь $h_{21Э1}$, $h_{21Э2}$ — коэффициенты передачи тока; $I'_{КБо}$, $I''_{КБо}$ — обратные токи коллекторов транзисторов T_1 и T_2 соответственно.

Коэффициент передачи тока, составленного из трех транзисторов (рис. 3-2, *б*), равен: $h_{21Э(с)} = h_{21Э1}\, h_{21Э2}\, h_{21Э3}$.

Существенным недостатком составных транзисторов при их работе в качестве регулирующего элемента стабилизатора напряжения является большое падение напряжения $U_{КЭ}$ на мощном транзисторе T_1.

Для схемы, приведенной на рис. 3-2, *а*, $U_{КЭ(с)} = U_{КЭ2} + U_{ЭБ1}$, а для схемы рис. 3-2, *б* — $U_{КЭ(с)} = U_{КЭ3} + U_{ЭБ2} + U_{ЭБ1}$. Это приводит к необходимости увеличения минимального значения рабочего напряжения на регулирующем транзисторе $U_{КЭмин}$, что вызывает увеличение на нем рассеиваемой мощности и снижение к. п. д. стабилизатора. Для кремниевых транзисторов $U_{КЭмин}$ составляет от 3 до 6 В в зависимости от числа транзисторов, входящих в составной транзистор.

Для снижения напряжения $U_{КЭмин}$ на мощном транзисторе T_1 следует принимать специальные меры. Так, на рис. 3-3,*а* представлен

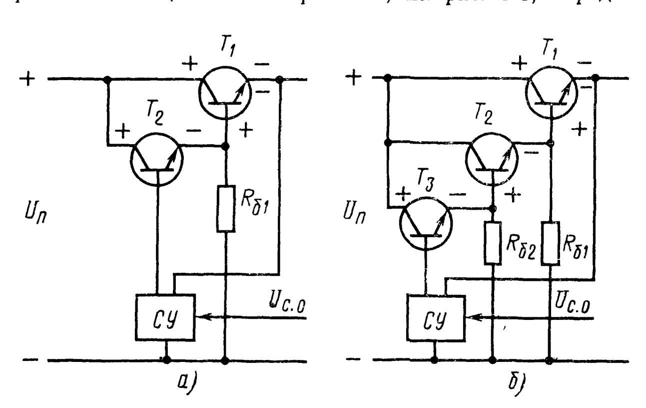


Рис. 3-2.

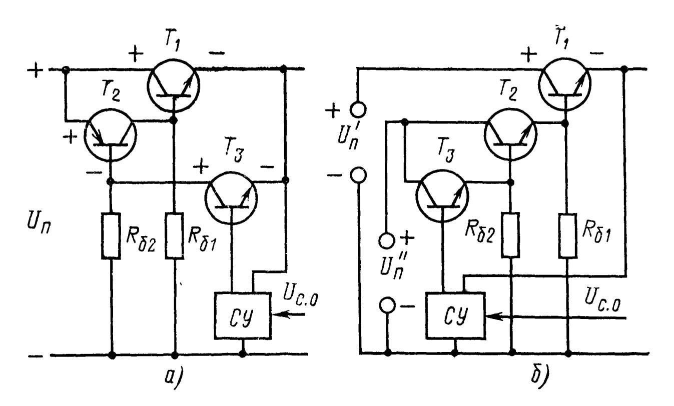


Рис. 3-3.

составной транзистор, образованный из трех транзисторов *n-p-n* и *p-n-p* типов. В этом случае $U_{КЭ(с)} = U_{ЭБ2} + U_{КЭ3}$.

В схеме составного транзистора (рис. 3-3,*б*) коллекторные цепи мощного T_1 и согласующих T_2 и T_3 транзисторов питаются от отдельных источников питания $U'_п$ и $U''_п$. Соответствующий выбор напряжений этих источников питания позволяет снизить значение $U_{КЭмин}$ транзистора T_1 и тем самым значительно уменьшить рассеиваемую на нем мощность.

В составных транзисторах (рис. 3-2 и 3-3) стабилизаторов напряжения с непрерывным способом регулирования необходимо включение резисторов $R_{б1}$, $R_{б2}$, обеспечивающих начальный ток смещения. Включение этих резисторов способствует нормальной работе стабилизатора при высоких температурах окружающей среды и малых токах нагрузки. Ток, протекающий через эти резисторы, должен быть значительно больше обратного тока коллектора того транзистора, в базовую цепь которого включен данный резистор, при максимальной рабочей температуре окружающей среды.

В составном транзисторе стабилизатора напряжения каждый последующий *i*-й транзистор выбирается из условий

$$U_{КЭi} \approx U_{КЭ} < U_{КЭi\,макс};\ I_{Кi} \approx I_{Б(i-1)} = \frac{I_{К(i-1)}}{h_{21Э(i-1)}} < I_{Ki\,макс};$$

$$P_{Ki} = U_{КЭi} I_{Ki} < P_{Ki\,макс}.$$

Измерительный элемент представляет собой делитель напряжения на резисторах $R_{д1}$, $R_{пт}$, $R_{д2}$ (рис. 3-4,*а*, *б*), подключенный к выходу стабилизатора напряжения. Коэффициент деления напряжения $n_д$ в процессе работы стабилизатора должен оставаться неизменным. Этого можно достичь, применяя в делителе напряжения резисторы с одинаковым температурным коэффициентом сопротивления, т. е. одного типа. При этом резисторы делителя напряжения должны находиться при одинаковой температуре окружающей среды. Для упрощения схемы стабилизатора резистор $R_{д2}$ в ряде случаев исключают, а его функции выполняет сопротивление $R''_{пт}$

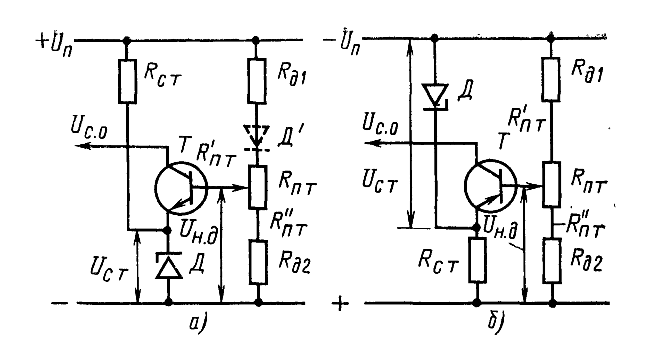


Рис. 3-4.

потенциометра. Резистор $R_{д1}$ заменять сопротивлением $R'_{пт}$ потенциометром нельзя, так как при регулировке выходного напряжения возможен случай, когда сопротивление $R'_{пт}$ становится равным нулю, а это может привести к выходу из строя транзистора T.

В прецизионных стабилизаторах напряжения делитель напряжения измерительного элемента выполняют из микропроволочных резисторов типа ПТМК и пр., имеющих наименьший температурный и временной уход сопротивления. Потенциометры в этом случае не применяются, так как у них переходное сопротивление скользящего контакта обладает очень большой нестабильностью при воздействии температуры окружающей среды и во времени. Регулировку выходного напряжения в прецизионных стабилизаторах выполняют подбором сопротивления постоянных резисторов делителя напряжения.

В стабилизаторах со сравнительно небольшой стабильностью выходного напряжения потенциометр $R_{пт}$ позволяет осуществлять регулировку выходного напряжения от $U_{н\,мин} \approx U_{ст.мин}$ (при этом $R''_{пт}=0$) до $U_{н\,макс}$. В схеме на рис. 3-1,*а* $U_{н.макс}=U_{п.макс}-U_{КЭмин}$.

При регулировке выходного напряжения с ростом $U_н$ основные параметры стабилизатора ухудшаются. Поэтому при расчете $K_{ст}$ и $R_{вых}$ в стабилизаторе напряжения последовательного типа с регулированием $U_н$ нужно ориентироваться на наихудший случай — максимальное выходное напряжение. Таким образом, введение регулировки выходного напряжения в широких пределах приводит к ухудшению стабилизирующих свойств схемы, увеличению минимально необходимого напряжения на регулирующем транзисторе и рассеиваемой на нем мощности, снижению к. п. д. и удельных показателей стабилизатора.

В стабилизаторах последовательного типа делитель напряжения измерительного элемента выполняет роль шунта на выходе схемы, обеспечивая протекание минимального коллекторного тока регулирующего транзистора в режиме холостого хода.

Источник опорного напряжения представляет собой обычно однокаскадный параметрический стабилизатор напряжения на кремниевом стабилитроне *Д* (рис. 3-4 и 3-5). Подобные схемы были подробно рассмотрены в предыдущей главе. Там же было показано, что на нестабильность выходного напряжения стабилиза-

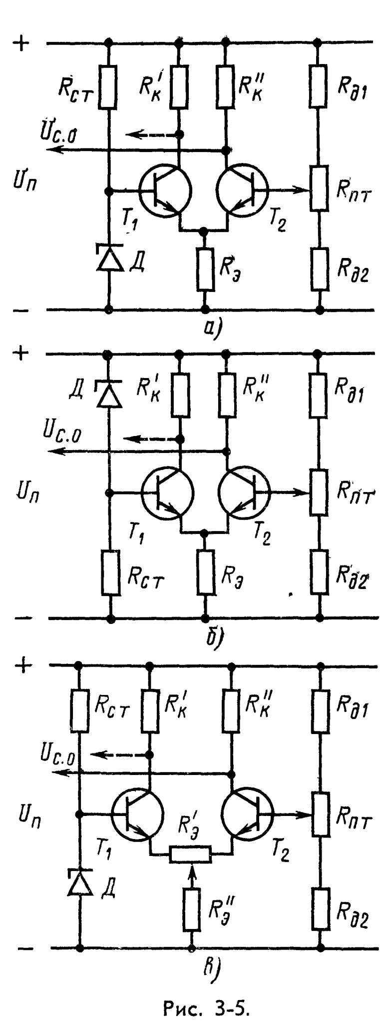


Рис. 3-5.

тора существенным образом влияет нестабильность опорного напряжения $U_{ст}$. Для ее уменьшения необходимо выбирать стабилитроны с возможно меньшими значениями $r_{ст}$, стабилизировать значение тока $I_{ст}$, протекающего через кремниевый стабилитрон, компенсировать температурные изменения напряжения $U_{ст}$.

Для компенсации температурного изменения выходного напряжения из-за изменения опорного напряжения в одно из плеч делителя напряжения (обычно последовательно или параллельно $R_{д1}$) включаются термокомпенсирующие элементы: термосопротивления, один или несколько последовательно соединенных диодов в прямом направлении и пр. На рис. 3-4,*а* пунктиром показан один из таких диодов *Д'*. Сопротивление термокомпенсирующего элемента должно линейно изменяться с изменением температуры окружающей среды и иметь соответствующий знак этого изменения.

Подобный косвенный способ стабилизации опорного напряжения в настоящее время все чаще заменяется более простым и эффективным прямым способом температурной компенсации изменения напряжения $U_{ст}$ непосредственно в цепи кремниевого стабилитрона.

Сравнивающий элемент и усилитель сигнала ошибки. Сравнение выходного напряжения с опорным в стабилизаторах напряжения обычно происходит на входе транзистора усилителя сигнала ошибки цепи ООС. Поэтому особенности работы обоих элементов будут рассматриваться одновременно. В качестве усилителя сигнала ошибки используются либо однокаскадные усилители постоянного тока (рис. 3-4,*а*, *б*), либо дифференциальные усилители постоянного тока с эмиттерной связью (рис. 3-5,*а*, *б*). Выбор той или иной схемы зависит от требуемой стабильности выходного напряжения и условий эксплуатации.

В схеме рис. 3-4,*а* на вход транзистора *T* действует напряжение $U_{эб} = U_{н.д} - U_{ст}$. Если выходное напряжение возрастает, то напряжение база — эмиттер транзистора *T* также возрастает и вызывает

увеличение тока коллектора транзистора УПТ. Уменьшение выходного напряжения вызывает снижение тока коллектора *T*.

Схема с включением опорного напряжения в цепь эмиттера транзистора УПТ (рис. 3-4,*а*) применяется при низком выходном напряжении. В случае высоких выходных напряжений стабилитрон включается так, как показано на рис. 3-4,*б*. Это позволяет транзисторам сравнивающего элемента и УПТ работать при низких напряжениях независимо от выходного напряжения стабилизатора. В этом случае на вход транзистора *T* действует напряжение $U_{эб}=U_{н.д}-(U_н-U_{ст})$ и изменение тока коллектора транзистора *T* в схеме на рис. 3-4,*б* противоположно по фазе изменению коллекторного тока в схеме на рис. 3-4,*а*.

Дифференциальные усилители, представленные на рис. 3-5, выполнены на транзисторах T_1 и T_2, причем T_2 работает как обычный усилитель сигнала ошибки. На его вход подается напряжение с делителя измерительного элемента, в эмиттерную цепь поступает опорное напряжение, снимаемое с резистора $R_э$. Источник опорного напряжения (стабилитрон *Д* и резистор $R_{ст}$) подключен к базе транзистора T_1.

В схемах дифференциальных УПТ усиленный сигнал ошибки можно снимать с коллектора транзистора T_2 или T_1 в зависимости от требуемой фазы. Один из коллекторных резисторов $R'_к$ или $R''_к$ может отсутствовать, т. е. его сопротивление будет равно нулю. Симметричность схемы дифференциального усилителя осуществляет самокомпенсацию температурных изменений, благодаря чему стабилизатор напряжения может работать в широком диапазоне изменения температур окружающей среды. Самокомпенсацию можно улучшить подбором транзисторов с одинаковым изменением их основных параметров от температуры и обеспечением для всех элементов усилителя одинаковой рабочей температуры. Поскольку выполнение этих условий связано со значительными затруднениями, то целесообразнее производить балансировку схемы УПТ потенциометром $R'_э$ (рис. 3-5,*в*) по результатам нескольких проведенных температурных испытаний стабилизатора напряжения.

Для уменьшения температурных изменений выходного напряжения, обусловленных нестабильностью параметров УПТ, необходимо выбирать значения токов, протекающих через делитель напряжения и опорный элемент, на порядок больше базовых токов транзисторов дифференциального усилителя. В то же самое время базовые токи транзисторов T_1 и T_2 должны быть во много раз больше обратного тока коллектора этих транзисторов при максимальной рабочей температуре. Для этого УПТ следует выполнять на кремниевых транзисторах.

Усилитель постоянного тока должен увеличивать сигнал ошибки до уровня, достаточного для управления регулирующим транзистором. Поскольку усилитель находится в цепи сильной ООС, строгий его расчет обычно не нужен. Повышение коэффициента усиления цепи ООС способствует улучшению стабилизации выходного напряжения и уменьшает выходное сопротивление стабилизатора, однако усиление должно быть достаточно низким для обеспечения устойчивой работы схемы.

3-2. Повышение эффективности схем компенсационных стабилизаторов напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием

Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока последовательного типа по сравнению со стабилизаторами параллельного типа находят большее практическое применение из-за причин, главными из которых являются более высокий к. п. д. и возможность работы на сильно изменяющуюся нагрузку. Поэтому в настоящем разделе будут рассматриваться в основном только схемы стабилизаторов последовательного типа.

Выше было показано, что изменение опорного напряжения существенным образом влияет на стабильность выходного напряжения стабилизатора. В схеме на рис. 3-1,*а* при перемычке (пунктир) между точками *А* и *Б* транзистор T_2 питается от входного напряжения $U_п$. Изменение напряжения питания $U_п$ приводит к некоторому изменению коллекторного тока $I_{К2}$, т. е. тока, протекающего через опорный стабилитрон *Д*. Изменение тока стабилизации приводит к изменению $U_{ст}$, которое полностью поступает на выход схемы. В связи с этим коэффициент стабилизации схем, приведенных на рис. 3-1, сравнительно невелик.

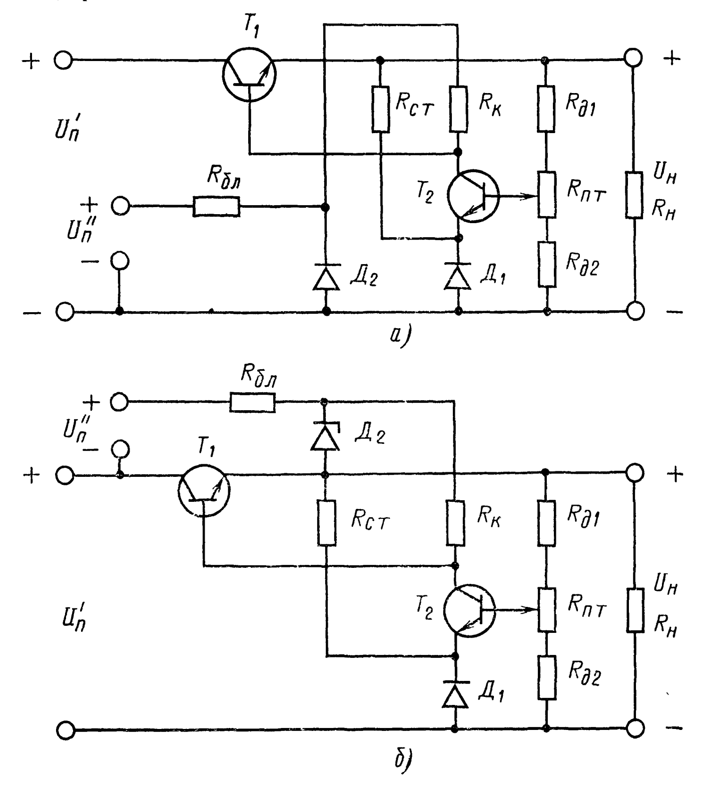


Рис. 3-6.

Эффективность работы стабилизатора можно повысить, если питание транзистора T_2 осуществлять не от источника $U_п$, а от отдельного более высоковольтного источника $U''_п$, подключенного минусом к точке B, а плюсом — к точке A схемы (при этом перемычка между точками A и $Б$ отсутствует). Если высоковольтного источника нет, то можно включить дополнительный низковольтный (с напряжением 3—6 В) источник питания $U''_п$ между точками A и $Б$ схемы (минус к точке $Б$). Перемычка между A и $Б$ также отсутствует.

Если в цепь питания дополнительных источников включить простейшие параметрические стабилизаторы напряжения ($Д_2$, $R_{бл}$), как показано на рис. 3-6,*а*, *б*, то коэффициент стабилизации схемы увеличится примерно на порядок по сравнению со случаем нестабилизированных дополнительных источников питания. Существенно уменьшится и выходное сопротивление стабилизатора.

Для схем, приведенных на рис. 3-6,*а*, *б*, имеем следующее выражение, определяющее коэффициент стабилизации при изменении только питающего напряжения $U'_п$:

$$K_{ст(U)} = \frac{U_н}{U_п}\frac{n_д r_{к1}}{A' r_{вх2}}.$$

Общий коэффициент стабилизации при изменении напряжений $U'_п$ и $U''_п$ для случая, когда относительные изменения напряжений $\Delta U'_п$ и $\Delta U''_п$ равны, определяется выражением

$$K_{ст(U)} = \frac{n_д}{A' r_{вх2}}\left(\frac{U'_п}{U_н}\frac{1}{r_{к1}} + \frac{r_{ст2}}{R_к R_{бл}}\frac{U''_п}{U_н}\right)^{-1}.$$

Выходное сопротивление стабилизаторов

$$R_{вых} = \frac{A' r_{вх2}}{n_д}\left(\frac{1}{h_{21Э1}} + \frac{r_{вх1}}{R_к} + \frac{r'_{и\,п}}{r_{к1}}\right).$$

В стабилизаторе напряжения последовательного типа можно значительно увеличить коэффициент стабилизации и уменьшить выходное сопротивление и без дополнительного источника питания. Для этого вместо резистора $R_к$ следует включить токостабилизирующий двухполюсник, состоящий из транзистора T_4, стабилитрона $Д_2$, резисторов R' и $R'_{ст}$ (рис. 3-7,*а*). Такой двухполюсник представляет собой простейший транзисторный стабилизатор тока, обладающий высоким внутренним сопротивлением. Применение подобного двухполюсника эквивалентно увеличению сопротивления резистора $R_к$ для переменного тока. Роль этого сопротивления выполняет транзистор T_4, управляемый разностью напряжений $U'_{ст}$ стабилитрона $Д_2$ и падения на резисторе R'.

Сопротивления резисторов R' и $R'_{ст}$ можно найти из выражений

$$R'_{ст} = \frac{U_{п.мин} - U'_{ст.макс}}{I'_{ст} + I_{Б4}}; \quad R' = \frac{U'_{ст.мин} - U_{ЭБ4}}{I_{Б4} + I_{К2} + I_{Б3}}.$$

Для того чтобы обеспечить работу стабилизатора напряжения при низких значениях напряжения питания $U_п$, в качестве $Д_2$ следует выбирать низковольтный стабилитрон или использовать один-два кремниевых диода, включенных в прямом направлении.

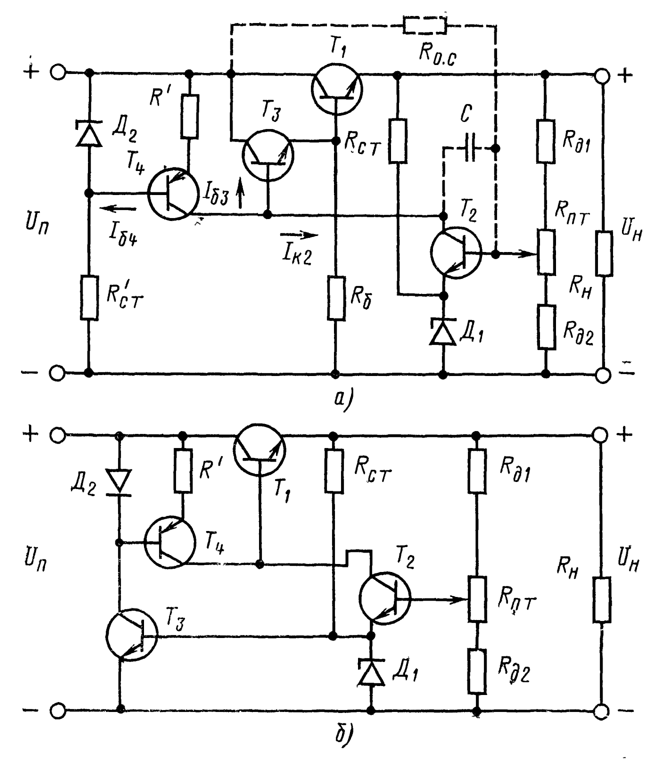


Рис. 3-7.

Коэффициент стабилизации схемы на рис. 3-7,*а*

$$K_{\text{ст}(U)} = \frac{U_\text{п}}{U_\text{н}} \frac{n_\text{д}}{A' r_{\text{вх}2} \left(\frac{1}{r_{\text{к}1}} + \frac{1}{R'_\text{к}} \right)},$$

где

$$\frac{1}{R'_\text{к}} = \frac{1}{r_{\text{к}4}} + \frac{r_{\text{ст}2}}{R'_\text{ст} (R' + r_{\text{вх}4})} \approx \frac{r_{\text{ст}2}}{R'_\text{ст} R'}.$$

Выходное сопротивление этой же схемы

$$R_\text{вых} = \frac{A' r_{\text{вх}2}}{n_\text{д}} \left[\frac{1}{h_{21\text{Э}1}} + \frac{r_{\text{вх}1}}{r_{\text{к}4}} + r_{\text{и.п}} \left(\frac{1}{r_{\text{к}1}} + \frac{1}{R'_\text{к}} \right) \right].$$

Коэффициент усиления по цепи ООС стабилизатора в значительной мере определяется динамическим сопротивлением токостабилизирующего двухполюсника. Обычно это сопротивление составляет десятки килоом. В схемах низковольтных стабилизаторов напряжения такое сопротивление получить трудно. В этом случае можно

повысить коэффициент стабилизации за счет введения в схему нелинейного элемента — транзистора T_3 (рис. 3-7,*б*) вместо резистора $R'_{ст}$.

Дальнейшее повышение эффективности работы стабилизатора напряжения может быть достигнуто введением в его схему дополнительных прямых и обратных связей. Стабилизатор при этом превращается в сложное устройство с комбинированным регулированием.

На практике в схемах стабилизаторов часто применяют прямую компенсирующую связь с помощью резистора $R_{о.с}$ (цепочка связи показана на рис. 3-7,*а* пунктиром). Принцип компенсации заключается в том, что на базу транзистора T_2 усилителя постоянного тока помимо выходного напряжения подается синфазно с ним часть нестабилизованного входного питающего напряжения. Это напряжение не зависит от действия цепи ООС и определяется лишь сопротивлением резистора $R_{о.с}$. Изменяя сопротивление резистора, можно получить как полную компенсацию, так и перекомпенсацию изменений выходного напряжения. При перекомпенсации увеличение входного напряжения приводит к уменьшению выходного напряжения стабилизатора. Условием компенсации изменений выходного напряжения является выполнение условия

$$R_{о.с} \approx \frac{h_{21Э2}R'_{к} - r_{вх2}}{1 + r_{вх2}\left(\frac{1}{R_{д1} + R'_{пт}} + \frac{1}{R''_{пт} + R_{д2}}\right)}.$$

В практических схемах сопротивление резистора $R_{о.с}$ составляет несколько десятков или даже сотен килоом.

Недостаток такого прямого способа компенсации заключается в том, что условие компенсации не сохраняется при изменении тока нагрузки или при регулировке выходного напряжения стабилизатора из-за нелинейности входной характеристики усилительного транзистора T_2.

Для питания современной радиоэлектронной аппаратуры часто требуется стабилизированное напряжение питания от единиц до долей вольта. Однако при создании подобных стабилизаторов напряжений встречаются существенные трудности, заключающиеся в отсутствии термостабильных низковольтных стабилитронов, а также в существенном влиянии нестабильности параметров транзисторов УПТ при низких выходных напряжениях.

В настоящее время имеется много разновидностей низковольтных стабилизаторов напряжения, характеризующихся теми или иными особенностями построения схемы. Ниже приводится несколько основных вариантов построения схем с выходным напряжением, близким к нулю.

Наиболее распространена схема низковольтного стабилизатора напряжения с инверсным (иначе «опущенным») опорным напряжением (рис. 3-8,*а*). Выходное напряжение в этой схеме

$$U_{н} = \frac{U_{ст}(1 - n_{д}) + U_{ЭБ2}}{n_{д}}.$$

Из этого выражения следует, что напряжение $U_{н}$ уменьшается с увеличением коэффициента деления $n_{д}$ и достигает минимального значения $U_{н.мин}$ при $n_{д} = 1$. Для кремниевых приборов $U_{н.мин} \approx$ $\approx 0{,}6 \div 1$ В.

Снижение выходного напряжения практически до нуля возможно в схеме стабилизатора с мостовым источником инверсного опор-

ного напряжения, приведенной на рис. 3-8,*б*. Опорное напряжение в этой схеме равно разности напряжений стабилизации $U'_{ст}$ и $U''_{ст}$ соответственно кремниевых стабилитронов $Д_1$ и $Д_2$, причем $U'_{ст} > U''_{ст}$. Выходное напряжение схемы равно:

$$U_н = \frac{U'_{ст}(1 - n_д) - U''_{ст} + U_{ЭБ2}}{n_д}.$$

Выбирая $|U''_{ст}| > |U_{ЭБ2}|$, можно получить выходное напряжение, близкое к нулю, даже при $n_д < 1$. При этом также улучшается режим работы транзистора T_2, так как его коллекторное напряжение $U_{КЭ2}$ при $U_н = 0$ будет равно $U_{КЭ2} = U_{ЭБ1} + U''_{ст}$. Достоинством схемы является хорошая температурная стабильность ее выходного напряжения.

На рис. 3-8,*в* представлена еще одна разновидность схемы низковольтного стабилизатора с $U_н \approx 0$, в которой опорное напряжение создается за счет разности напряжений стабилизации двух встречно включенных стабилитронов $Д_1$ и $Д_2$, подключенных к дифференциальному УПТ на транзисторах T_2, T_3. Данная схема обладает хорошей термокомпенсацией изменений выходного напряжения.

Компенсационные стабилизаторы напряжения с непрерывным регулированием, имеющие высокую стабильность выходного напряжения и малое выходное сопротивление, характеризуются большими коэффициентами усиления в цепи ООС. В некоторых случаях это может способствовать нарушению устойчивости их работы. В подобных стабилизаторах возможно появление паразитных колебаний с частотой в десятки или сотни килогерц и амплитудой, соизмеримой с выходным напряжением. Иногда генерация, отсутствовавшая при нормальной температуре окружающей среды, возникает при повышении температуры. Для подавления паразитных колебаний в схему стабилизатора вводятся дополнительные элементы.

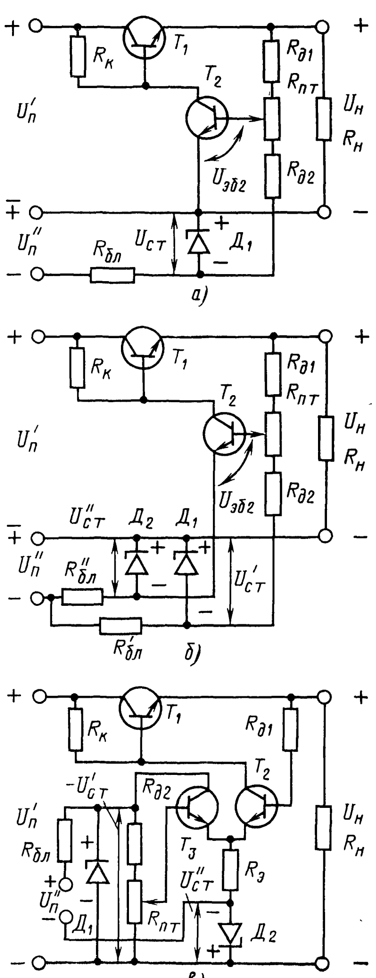


Рис. 3-8.

Наиболее распространенный способ предотвращения самовозбуждения стабилизатора состоит в введении цепи ООС в усилительный каскад, причем параметры элементов выбираются таким образом, чтобы сильная ООС возникала только на частотах возможной генерации. Для этого, например, включают между коллектором и базой транзистора T_2 УПТ конденсатор C емкостью 0,02—0,1 мкФ (показан на рис. 3-7,*а* пунктиром). Емкость этого конденсатора очень большой выбирать не следует, поскольку ухудшается быстродействие стабилизатора напряжения, что особенно заметно при импульсном характере нагрузки, а также коммутации напряжения питания и проявляется в значительном увеличении динамической нестабильности выходного напряжения. Для более плавной регулировки глубины ООС последовательно с конденсатором C можно включить низкоомный резистор.

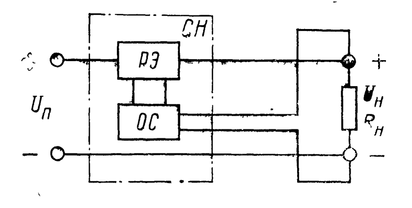


Рис. 3-9.

В любой схеме стабилизатора напряжения можно выделить силовую часть, включающую регулирующий элемент, выходной фильтр и маломощную схему управления. Если стабилизатор напряжения питается от сети переменного тока, то расчет его силовой части связан с параметрами схемы выпрямления и сглаживающего фильтра, включенных на его входе. Они существенно влияют на режим работы стабилизатора. На выходе стабилизатора напряжения обычно используется простейший емкостный фильтр. Эффективность будет тем выше, чем больше его емкость и чем ближе к выходным клеммам (или нагрузке) он будет подсоединен.

При питании входного выпрямителя напряжением прямоугольной формы (например, от инвертора) на входе стабилизатора возможны пульсации напряжения в виде узких импульсов длительностью несколько единиц или долей микросекунды значительной амплитуды.

Подобные пульсации (или помехи) проходят через стабилизатор напряжения с непрерывным регулированием, практически без ослабления. Для ликвидации пульсаций на входе стабилизатора следует включать высокочастотный *LC*-фильтр, а на выходе параллельно электролитическому конденсатору фильтра — высокочастотный конденсатор (например, керамический).

Если нагрузка источника вторичного электропитания располагается на значительном расстоянии от выходных клемм стабилизатора, то при больших токах нагрузки в соединительных проводах наблюдается значительное падение напряжения. Если при этом сопротивление нагрузки изменяется в процессе работы, то происходит ухудшение стабильности выходного напряжения. Поэтому силовые провода прокладывают от стабилизатора к нагрузке отдельно от проводов цепи ООС (рис. 3-9). Соответственное соединение проводов между собой происходит непосредственно на зажимах нагрузки. Так по возможности уменьшают сопротивление силовых соединительных проводов. Импульсный режим работы нагрузки может также привести к появлению в выходной цепи выбросов напряжения из-за того, что соединительные провода обладают индуктивностью, хотя и малой по значению. Для ее уменьшения рекомендуется скручивать

между собой соединительные провода, а также применять многожильные кабели.

Большое количество практических схем стабилизаторов напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием и различными значениями выходного напряжения, мощности и стабильности приведено в [15].

3-3. Пример расчета схемы компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием

Дано: номинальное значение выходного напряжения $U_н=20$ В; ток нагрузки $I_н=1$ А; нестабильность выходного напряжения при изменении питающего напряжения и температуры окружающей среды $\delta U_н < \pm 3\%$; напряжение питания в процессе работы изменяется на $\delta U_п = \pm 10\%$; диапазон рабочих температур окружающей среды — от $+20$ до $+60$°С. Должна быть предусмотрена регулировка выходного напряжения от $U_{н\,мин}=16$ В до $U_{н.макс}=U_н=20$ В.

Выбрать схему стабилизатора напряжения, произвести расчет режимов, подобрать типы элементов схемы, вычислить основные характеристики стабилизатора.

Расчет начинают с выбора схемы стабилизатора. Поскольку требуемая стабильность выходного напряжения относительно невелика, а температура окружающей среды изменяется в сравнительно небольших пределах, то берем схему последовательного типа с однокаскадным усилителем постоянного тока в цепи ООС и токостабилизирующим двухполюсником (рис. 3-7,*а*). Для обеспечения надежной работы стабилизатора при температуре $+60$°С следует использовать только кремниевые полупроводниковые приборы.

1. Задаемся минимальным значением коллекторного напряжения регулирующего транзистора $U_{КЭмин}$ при условии, что составной транзистор образован из двух биполярных и что средние значения напряжений эмиттер — база и коллектор — эмиттер мощных кремниевых транзисторов равны:

$$U_{ЭБ}=2,5\div 4 \text{ В}; \; U_{КЭ}=1,5\div 2,5 \text{ В. Тогда } U_{КЭмин}=U_{ЭБ1макс}+$$
$$+U_{КЭ3макс}=4+2,5=6,5 \text{ В}.$$

Если в результате расчета окажется, что в составном транзисторе необходимы три транзистора, то напряжение $U_{КЭмин}$ следует уточнить, а последующий расчет повторить.

2. Минимальное напряжение питания на входе стабилизатора

$$U_{п.мин}=U_{н.макс}+U_{КЭмин}=20+6,5=26,5 \text{ В}.$$

3. Номинальное и максимальное значения питающего напряжения:

$$U_п=\frac{U_{п.мин}}{\left(1-\frac{\delta U_п}{100}\right)}=\frac{26,5}{\left(1-\frac{10}{100}\right)}=29,4 \text{ В};$$

$$U_{п.макс}=U_п\left(1+\frac{\delta U_п}{100}\right)=29,4\left(1+\frac{10}{100}\right)=32,3 \text{ В}.$$

4. Предельные рабочие режимы регулирующего транзистора:

$$I_{К1пред} \approx I_н = 1 \text{ А};$$

$$U_{КЭпред} = U_{п.макс} - U_{н.мин} = 32{,}3 - 16 = 16{,}3 \text{ В};$$

$$P_{К1пред} = U_{КЭпред} I_{К1пред} = 16{,}3 \cdot 1 = 16{,}3 \text{ Вт}.$$

5. По полученным значениям и справочным данным [8, 9] выбираем в качестве регулирующего транзистора T_1 мощный кремниевый транзистор П702 *n-p-n* типа с параметрами:

$$I_{Кмакс} = 2 \text{ А}; \ U_{КЭмакс} = 60 \text{ В}; \ I_{Бмакс} = 0{,}5 A; P_{Кмакс, т} = 40 \text{ Вт} \ (\text{до } +50°\text{C}); \ h_{21Э} \geqslant 25 \ (\text{при } +20°\text{C}); \ U_{Кнас} = 2{,}5 \text{ В};$$

$$I_{КБо} = 5 \text{ мА}; \ R_т = 2{,}5 °\text{C/Вт}.$$

6. Задаемся допустимым перегревом корпуса транзистора, учитывая, что $T_{кор.макс} = +120°$C, $\Delta T_{кор} = 20°$C (при температуре окружающей среды $+60°$C), $T_{кор} = 60 + 20 = 80°$C.

Максимальная допустимая мощность, рассеиваемая на регулирующем транзисторе, в этом случае равна:

$$P_{К1} = \frac{150 - T_{кор}}{R_т} = \frac{150 - 80}{2{,}5} = 28 \text{ Вт}.$$

Поскольку $P_К > P_{К1пред} = 16{,}3$ Вт, то выбранный тип транзистора может быть использован как регулирующий транзистор.

7. Задаем ток через резистор $R_б$ из условия $I_Б \geqslant I_{КБо} = 5 \cdot 10^{-3}$ А, тогда ток коллектора транзистора T_3

$$I_{К3} \approx I_{Э3} = I_Б + \frac{I_{К1}}{h_{21Э1мин}} = 5 \cdot 10^{-3} + \frac{1}{25} = 0{,}045 \text{ А}.$$

Предельные рабочие значения коллекторного напряжения и рассеиваемой мощности транзистора

$$U_{КЭ3пред} = U_{КЭпред} - U_{ЭБ1мин} = 16{,}3 - 2{,}5 = 13{,}8 \text{ В};$$

$$P_{К3пред} = U_{КЭ3пред} I_{К3пред} = 13{,}8 \cdot 0{,}045 = 0{,}62 \text{ Вт}.$$

8. По полученным значениям и справочным данным в качестве транзистора T_3 выбираем кремниевый транзистор КТ610Б *n-p-n* типа с параметрами:

$$I_{Кмакс} = 0{,}3 \text{ А}; \ U_{КЭмакс} = 20 \text{ В}; \ P_{Кмакс} = 1{,}5 \text{ Вт} \ (\text{при } T_{кор} = +50°\text{C}); \ h_{21Э} = 20 \div 300.$$

9. Базовый ток транзистора T_3

$$I_{Б3пред} = \frac{I_{К3}}{h_{21Эпред3мин}} = \frac{0{,}045}{20} = 2{,}2 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

10. Сопротивление резистора

$$R_б = \frac{U_{н.мин} - U_{ЭБ1макс}}{I_R} = \frac{16 - 4}{5 \cdot 10^{-3}} = 2{,}4 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

здесь значение $U_{ЭБ1макс}$ — усредненное, так как в справочной литературе оно отсутствует.

Мощность, рассеиваемая в резисторе $R_б$,

$$P_{Rб}=\frac{(U_{н.макс}-U_{ЭБ1мин})^2}{R_б}=\frac{(20-2,5)^2}{2,4\cdot10^3}=0,13 \text{ Вт}.$$

Выбираем резистор МЛТ-0,25 сопротивлением 2,4 кОм.

11. В качестве источника опорного напряжения выбираем кремниевый стабилитрон типа Д818Д с параметрами: $U_{ст1}=9$ В$\pm5\%$; $\alpha_{ст}=\pm0,002\%/°C$; $I_{ст.мин}=3$ мА; $I_{ст.макс}=33$ мА; $r_{ст}=18$ Ом (при $I_{ст}=10$ мА).

Стабилитроны других типов имеют значительный уход напряжения стабилизации при изменении температуры окружающей среды на $\Delta T=T_{макс}-T_{мин}=60-20=40°C$, поэтому для них необходимо вводить в схему стабилизатора термокомпенсирующие элементы.

12. Предельное рабочее напряжение на коллекторе транзистора T_2

$$U_{КЭ2пред}=U_{н.макс}-U_{ст1мин}+U_{ЭБ1макс}+U_{ЭБ3макс}=$$
$$=20-8,55+4+4\approx19,4 \text{ В}.$$

13. Задаем рабочий коллекторный ток транзистора T_2: $I_{К2}=1,5\cdot10^{-3}$ А.

14. В качестве транзистора T_2 выбираем кремниевый транзистор типа КТ301В с *n-p-n* проводимостью и параметрами:

$$I_{Кмакс}=10 \text{ мА};\ U_{КЭмакс}=30 \text{ В};\ h_{21Э}=20\div60;\ P_{Кмакс}=$$
$$=150 \text{ мВт};\ U_{ЭБнас}\leqslant2,5 \text{ В}.$$

15. Определяем коллекторный ток и напряжение транзистора T_4:

$$I_{К4}=I_{Б3}+I_{К2}=2,2\cdot10^{-3}+1,5\cdot10^{-3}=3,7\cdot10^{-3} \text{ А};$$
$$U_{КЭ4пред}\approx U_{п.макс}-U_{КЭ2пред}-U_{ст.мин}=32,3-19,4-$$
$$-8,55=14,3 \text{ В}.$$

16. В качестве транзистора T_4 выбираем кремниевый транзистор типа КТ202В с проводимостью *p-n-p* и параметрами:

$$I_{Кмакс}=10 \text{ мА};\ U_{КЭмакс}=30 \text{ В};\ h_{21Э}=15\div70;\ U_{ЭБнас}\leqslant1 \text{ В}.$$

17. Вычисляем базовые токи транзисторов T_2 и T_4:

$$I_{Б2пред}=\frac{I_{К2}}{h_{21Э2мин}}=\frac{1,5\cdot10^{-3}}{20}=0,075\cdot10^{-3} \text{ А};$$

$$I_{Б4пред}=\frac{I_{К4}}{h_{21Э4мин}}=\frac{3,7\cdot10^{-3}}{15}=0,25\cdot10^{-3} \text{ А}.$$

18. Задаем минимальный рабочий ток стабилизации стабилитрона *Д* $I'_{ст.мин}=8\cdot10^{-3}$ А $>I_{ст.мин}$ и находим сопротивление резистора $R_{ст}$:

$$R_{ст}=\frac{U_{н.мин}-U_{ст1макс}}{I'_{ст.мин}}=\frac{16-9,45}{8\cdot10^{-3}}=820 \text{ Ом}.$$

Мощность, рассеиваемая в резисторе $R_{ст}$, равна:

$$P_{Rст}=\frac{(U_{н.макс}-U_{ст1мин})^2}{R_{ст}}=\frac{(20-8,55)^2}{820}=0,16 \text{ Вт}.$$

Выбираем резистор $R_{ст}$ типа МЛТ-0,25 сопротивлением 820 Ом.

19. В качестве опорного напряжения токостабилизирующего двухполюсника берем стабилитрон $Д_2$ типа КС133А с параметрами: $U_{ст2} = 3{,}3$ В $\pm$ 10%; $I_{ст.мин} = 3$ мА; $I_{ст.макс} = 81$ мА; $\alpha_{ст} = -0{,}05\%/°C$; $r_{ст} = 65$ Ом (при $I_{ст} = 10$ мА). Задаем ток через этот стабилитрон $I''_{ст.мин} = 10$ мА.

20. Для обеспечения заданного тока резистор $R'_{ст}$ должен иметь сопротивление

$$R'_{ст} = \frac{U_{п.мин} - U_{ст2макс}}{I''_{ст.мин}} = \frac{26{,}5 - 3{,}63}{10 \cdot 10^{-3}} = 2{,}2 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Мощность, рассеиваемая в резисторе $R'_{ст}$, равна:

$$P_{Rст2} = \frac{(U_{п.макс} - U_{ст2мин})^2}{R'_{ст}} = \frac{(32{,}3 - 3{,}0)}{2{,}2 \cdot 10^3} = 0{,}39 \text{ Вт}.$$

Выбираем резистор $R'_{ст}$ типа МЛТ-0,5 сопротивлением 2,2 кОм.

21. Сопротивление резистора

$$R' = \frac{U_{ст2мин} - U_{ЭБ4макс}}{I_{Б4} + I_{К4}} = \frac{3{,}0 - 1{,}0}{(0{,}25 + 3{,}7) \cdot 10^{-3}} = 510 \text{ Ом}.$$

Мощность, рассеиваемая в резисторе R', равна:

$$P_{R'} = \frac{(U_{ст2макс} - U_{ЭБ4мин})^2}{R'} = \frac{(3{,}63 - 0{,}8)^2}{510} = 0{,}016 \text{ Вт}.$$

Выбираем резистор R' типа МЛТ-0,25 сопротивлением 510 Ом.

22. Задаем минимальный ток $I_{д.мин}$ через делитель напряжения $R_{д1}$, $R_{пт}$, $R_{д2}$ из условия $I_{Б2макс} \ll I_{д.мин} = 5 \cdot 10^{-3}$ А.

23. Суммарное сопротивление резисторов делителя напряжения

$$R_{д1} + R_{пт} + R_{д2} = \frac{U_{нмин}}{I_{д.мин}} = \frac{16}{5 \cdot 10^{-3}} = 3200 \text{ Ом}.$$

24. Сопротивления отдельных резисторов делителя напряжения:

$$R_{д2} = \frac{(U_{ст1мин} - U_{ЭБ2макс})}{I_{д.мин}} = \frac{8{,}55 - 2{,}5}{5 \cdot 10^{-3}} = 1200 \text{ Ом};$$

$$R_{пт} + R_{д2} = \frac{(U_{ст1макс} - U_{ЭБ2мин})}{I_{д.мин}} = \frac{9{,}45 - 0{,}8}{5 \cdot 10^{-3}} = 1730 \text{ Ом};$$

$R_{пт} = 1730 - 1200 \approx 510$ Ом; $R_{д1} = 3200 - 1200 - 510 \approx 1500$ Ом.
Общая мощность, рассеиваемая на делителе напряжения,

$$P_{Rд} = \frac{U^2_{н.макс}}{R_{д1} + R_{пт} + R_{д2}} = \frac{20^2}{3200} = 0{,}125 \text{ Вт}.$$

Выбираем резисторы типа МЛТ-0,25: $R_{д1} = 1{,}5$ кОм; $R_{пт} = 510$ Ом; $R_{д2} = 1{,}2$ кОм.

Все резисторы схемы выбираются с минимальными для резисторов МЛТ отклонениями от номинала, равными $\pm 5\%$.

25. Для определения к. п. д. стабилизатора найдем суммарные потери мощности в схеме стабилизатора напряжения:

$$\Sigma P_{пот} = P_{К1} + P_{К3} + P_{К2} + P_{К4} + P_{д1} + P_{д2} + R_{Rб} + P_{Rст1} + P_{Rст2} + P_{R'} + P_{Rд} = 16{,}3 + 0{,}62 + 19{,}4 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3} + 14{,}3 \cdot 3{,}7 \cdot 10^{-3} + 9 \cdot 8 \cdot 10^{-3} + 3{,}3 \cdot 10^{-2} + 0{,}13 + 0{,}16 + 0{,}39 + 0{,}016 + 0{,}125 = 17{,}9 \text{ Вт}.$$

Коэффициент полезного действия стабилизатора напряжения (минимальное значение)

$$\eta = \frac{P_н \cdot 100}{P_н + \Sigma P_{пот}} = \frac{20 \cdot 1 \cdot 100}{(20 \cdot 1) + 17,9} \approx 53\ \%.$$

26. Для вычисления коэффициента стабилизации схемы найдем вспомогательные величины (при этом значения $r_к$, $r_б$ и $r_э$ определяются по соответствующим вольт-амперным характеристикам транзисторов, приведенным в справочной литературе; если для выбранного типа транзистора характеристики отсутствуют, то можно в первом приближении воспользоваться подобными характеристиками для другого транзистора, близкого по своим параметрам к выбранному типу):

$$n_д = \frac{R_{пт} + R_{д2}}{R_{д1} + R_{пт} + R_{д2}} = \frac{1710}{3200} = 0,535;$$

$$\frac{1}{R'_к} \approx \frac{r_{ст2}}{R'_{ст} R'} = \frac{65}{2200 \cdot 510} = 0,58 \cdot 10^{-4}\ \frac{1}{Ом}.$$

Для составного транзистора (из двух обычных транзисторов)

$$r'_{к1} \approx \frac{r_{к1мин} r_{к3мин}}{r_{к1мин} + \frac{r_{к3мин}}{h_{21Э3}}} = \frac{300 \cdot 500}{300 + \frac{500}{(20 \div 300)}} = (460 \div 500)\ Ом;$$

$$\frac{1}{r'_{к1}} = (20 \div 21,5) \cdot 10^{-4};$$

$$r_{вх2} \approx r_{э2} + \frac{r_{б2}}{h_{21Э2}} = 17 + \frac{600}{(30 \div 90)} = (24 \div 37)\ Ом;$$

$$A' = 1 + \frac{r_{ст1}}{r_{вх2}} + \frac{(R_{д1} + R_{пт} + R_{д2})(1 - n_д)\, n_д}{r_{вх2} h_{21Э2}} =$$

$$= 1 + \frac{18}{(24 \div 37)} + \frac{3200\,(1 - 0,535)\, 0,535}{(24 \div 37)(20 \div 60)} = 1,85 \div 3,41.$$

Наименьший возможный коэффициент стабилизации

$$K_{ст(U)} = \frac{U_п}{U_н} \frac{n_д}{A' r_{вх2} \left(\frac{1}{r'_{к1}} + \frac{1}{R'_к}\right)} = \frac{26,5 \cdot 0,535 \cdot 10^4}{20 \cdot 3,41 \cdot 24\,(21,5 + 0,58)} =$$

$$= 3,9.$$

27. Температурные отклонения выходного напряжения стабилизатора

$$\delta U_{н(т)} \approx \alpha_{ст1} \Delta T_{ср} = \pm 0,002 \cdot 40 = \pm 0,08\%.$$

28. Общая нестабильность выходного напряжения

$$\delta U_н = \delta U_{н(U)} + \delta U_{н(т)} = \frac{\delta U_п}{K_{ст(U)}} + \delta U_{н(т)} = \frac{\pm 10}{3,9} \pm 0,08 = \pm 2,64\%,$$

т. е. схема рассчитана правильно.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

4-1. Общие сведения

Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока с импульсным регулированием (иначе, импульсные стабилизаторы напряжения — ИСН) в отличие от параметрических и компенсационных стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием имеют меньшую мощность, рассеиваемую на регулирующем элементе, более высокий к. п. д., меньшие массу и габариты. Использование полупроводниковых приборов в режиме переключения обеспечило небольшую критичность схем к разбросу параметров элементов, их изменению в процессе работы и при температурных воздействиях.

Ряд недостатков ИСН, таких, как относительная сложность схемы, повышенный уровень пульсаций выходного напряжения, шумов и радиопомех, худшие по сравнению со стабилизаторами непрерывного действия динамические характеристики — все это в настоящее время несколько ограничивает область применения ИСН. Однако непрерывное совершенствование схемных решений ИСН, улучшение элементной базы, повышение частот преобразования способствуют созданию на основе ИСН разнообразных и высокоэффективных стабилизированных источников вторичного электропитания, с успехом использующихся для питания современной промышленной и бытовой радиоаппаратуры.

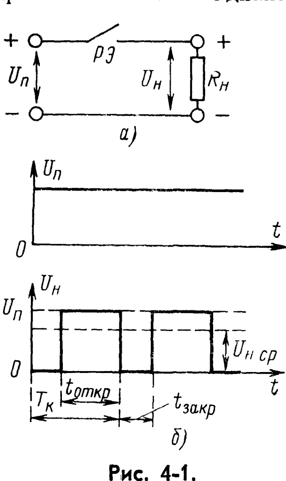


Рис. 4-1.

Принцип действия импульсного стабилизатора напряжения заключается в преобразовании регулирующим элементом напряжения постоянного тока первичного источника $U_п$ в последовательность периодических однополярных импульсов прямоугольной формы (рис. 4-1,*а, б*). Цепь ООС стабилизатора воздействует на временные параметры импульсов (длительность $t_{откр}$, период $T_к$ или частоту $f_к$ коммутации) та-

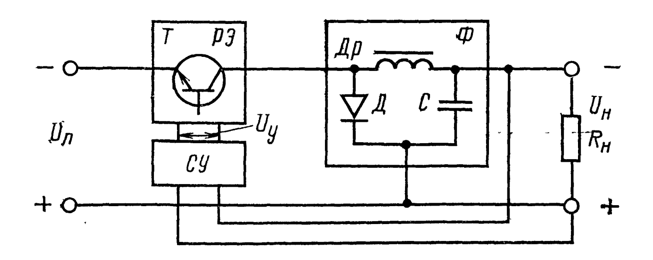


Рис. 4-2.

ким образом, чтобы поддерживать неизменным на выходе среднее значение напряжения

$$U_{\text{н.ср}} = U_{\text{п}} \frac{t_{\text{откр}}}{T_{\text{к}}} = \frac{U_{\text{п}}}{\gamma},$$

где γ — скважность импульсов, равная:

$$\gamma = \frac{T_{\text{к}}}{t_{\text{откр}}} = \frac{1}{f_{\text{к}} t_{\text{откр}}},$$

На выходе ИСН имеется демодулирующее устройство, которое вновь преобразует полученные импульсы в напряжение постоянного тока. В качестве такого устройства обычно используется однозвенный (реже — многозвенный) индуктивно-емкостный сглаживающий фильтр Φ (рис. 4-2).

Регулирование напряжения $U_{\text{н.ср}}$ может осуществляться:

1) изменением времени открытого (или закрытого) состояния регулирующего элемента при постоянной частоте коммутации $f_{\text{к}}$, иначе, широтно-импульсной модуляцией (ШИМ);

2) изменением частоты коммутации регулирующего элемента при постоянной длительности импульсов, или частотно-импульсной модуляции (ЧИМ). Стабилизаторы напряжения, использующие этот способ, называются релейными или с двухпозиционным регулированием;

3) комбинированным способом регулирования с помощью ШИМ и ЧИМ.

В импульсных стабилизаторах напряжения с ШИМ частота коммутации регулирующего элемента определяется сигналом, поступающим от задающего генератора (ЗГ). Постоянство частоты коммутации является существенным преимуществом подобных схем, так как позволяет произвести оптимальный выбор параметров элементов сглаживающего и входного фильтров, т. е. выполнить их с минимальными объемом и массой.

Широтно-импульсный модулятор ИСН управляется такой же цепью ООС, как и стабилизатор напряжения с непрерывным регулированием: усиленный сигнал рассогласования или ошибки поступает на модулятор от элемента сравнения, в котором выходное напряжение сравнивается с опорным. Модулятор преобразует непрерывный сигнал в импульсный, управляющий работой регулирующего элемента.

У двухпозиционных стабилизаторов напряжения на входе цепи ООС имеется релейный элемент с двумя порогами срабатывания (рис. 4-3), управляющий работой регулирующего элемента. Такую характеристику имеет, например, триггер Шмитта, схемы с насыщающимся дросселем, магнитным усилителем (работающим без ЗГ) и пр.

В процессе работы стабилизатора на входе релейного элемента происходит непрерывное сравнение выходного напряжения ИСН с заданным опорным пороговым напряжением. В зависимости от приложенного ко входу сигнала ошибки релейный элемент может находиться в одном из двух возможных состояний: открытом и закрытом. Возрастание по какой-либо причине выходного напряжения ИСН будет происходить до тех пор, пока не будет достаточно определенное значение напряжения срабатывания $U_{\text{сраб}}$. В этот момент произой-

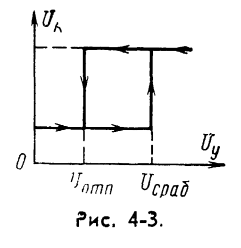


Рис. 4-3.

дет размыкание силовой цепи стабилизатора и выходное напряжение начнет уменьшаться. Снижение выходного напряжения будет происходить до тех пор, пока не будет достигнуто пороговое значение напряжения отпускания $U_{отп}$. После этого регулирующий элемент снова замкнет силовую цепь ИСН, выходное напряжение начнет возрастать и описанный выше процесс повторится.

Чем больше скорость изменения выходного напряжения и выше чувствительность релейного элемента, тем выше частота коммутации стабилизатора. Сильная зависимость частоты коммутации от колебаний питающей сети и тока нагрузки, большая, чем в стабилизаторах с ШИМ, амплитуда пульсаций выходного напряжения — основные недостатки релейных ИСН. Переменная составляющая выходного напряжения содержит высшие гармоники с широким диапазоном частот, изменяющимся в процессе работы, что в большинстве случаев нежелательно. Из-за переменной частоты коммутации невозможно выбрать оптимальные параметры элементов сглаживающего и входного фильтров. Стабильность выходного напряжения релейных стабилизаторов в общем случае хуже, чем у стабилизаторов с ШИМ, что объясняется наличием зоны нечувствительности и гистерезиса у релейного элемента.

В импульсных стабилизаторах напряжения с ШИМ выходное напряжение через цепь ООС воздействует на регулирующий элемент только в дискретные моменты времени, в релейных стабилизаторах — непрерывно. Поэтому релейные ИСН обладают большим быстродействием, чем стабилизаторы с ШИМ. В реальных схемах ИСН это преимущество выражено не так заметно, поскольку в силовой части обоих стабилизаторов имеются сглаживающие индуктивно-емкостные фильтры, определяющие их динамические характеристики.

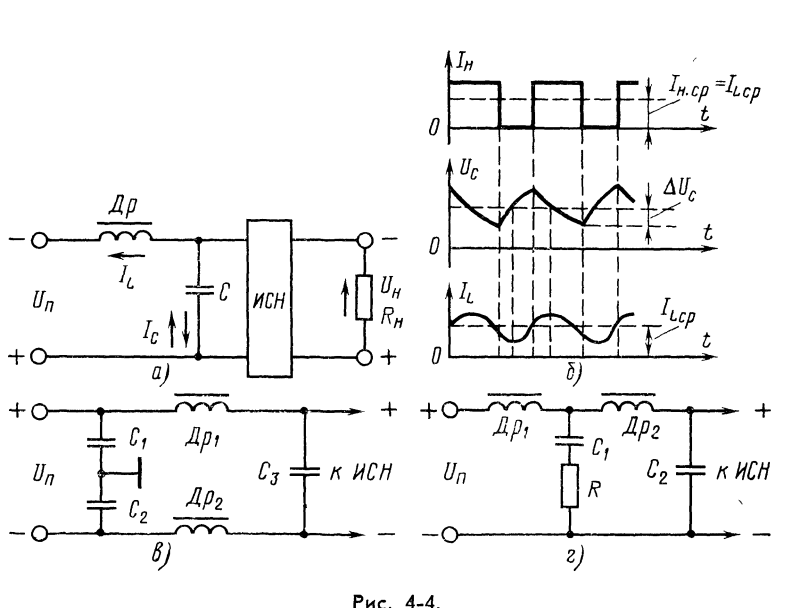


Рис. 4-4.

Ток, потребляемый ИСН от первичного источника питания, имеет импульсный характер, частота следования импульсов соответствует частоте коммутации регулирующего элемента. Если первичный источник питания обладает значительным сопротивлением $r_{и.п}$, то напряжение на входе стабилизированного источника вторичного электропитания с ИСН и других устройств, питающихся от этого же первичного источника, имеет пульсации с амплитудой $I_п r_{и.п}$.

Индуктивно-емкостный фильтр на входе ИСН позволяет уменьшить уровень этих помех (рис. 4-4,*а*). Временные диаграммы тока и напряжения на элементах входного фильтра приведены на рис. 4-4,*б*. При выборе достаточно большой индуктивности дросселя *Др* ток через него будет протекать в течение всего периода коммутации ключа РЭ ИСН. Когда РЭ разомкнут, ток дросселя заряжает конденсатор *С*. При замкнутом ключе РЭ накопленная в *Др* и *С* энергия передается в нагрузку. Задаваясь допустимыми значениями пульсаций на конденсаторе ΔU_C и изменениями тока в цепи питания $\Delta I_п$, можно найти наименьшие необходимые емкости конденсатора *С* и индуктивности дросселя *Др*

$$C \geqslant \frac{I_{н.ср}(\gamma-1)}{2\Delta U_C f_к \gamma}; \quad L \geqslant \frac{I_{н.ср}(\gamma-1)}{4\pi f^2_к \Delta I_п C}.$$

Более эффективными являются симметричные схемы входных фильтров, одна из которых приведена на рис. 4-4,*в*, однако для их создания требуется большее число элементов. Если частота собственных колебаний входного фильтра близка к частоте коммутации РЭ, он может образовать совместно со стабилизатором напряжения неустойчивую систему, в которой возникают паразитные автоколебания. Однозвенные фильтры *LC*-типа часто требуют сравнительно больших значений *L* и *C*, что приводит к увеличению массы и объема входного фильтра. В этих случаях лучший эффект дают двухзвенные фильтры *LC*-типа, у которых в первом звене последовательно с конденсатором включено небольшое активное сопротивление *R* (рис. 4-4,*г*). Это сопротивление ограничивает амплитуду импульсов тока через конденсатор, уменьшает переменную составляющую напряжения на этом конденсаторе и повышает устойчивость системы вторичного питания.

Конденсатор C_1 первого звена фильтра обычно электролитический, конденсатор C_2 — керамический или ему подобный, способный работать при значительных переменных составляющих напряжений с частотой $f_к$.

4-2. Силовая часть импульсных стабилизаторов напряжения

Различают три основные схемы включения регулирующего элемента (транзистора *Т*), элементов выходного сглаживающего фильтра и сопротивления нагрузки.

1. В схеме на рис. 4-5,*а*, чаще всего используемой на практике, ключевой регулирующий транзистор *Т* и дроссель фильтра *Др* включены последовательно с нагрузкой $R_н$. При открытом транзисторе происходит передача энергии источника питания в нагрузку, а также накапливание энергии в дросселе *Др* и конденсаторе *С*. При закрытом транзисторе накопленная в *Др* и *С* энергия через диод *Д* передается в нагрузку. Выходное напряжение схемы всегда меньше, чем входное питающее напряжение.

2. В схеме на рис. 4-5,*б* ключевой регулирующий транзистор *Т* включен параллельно сопротивлению нагрузки $R_н$. При открытом транзисторе энергия источника питания не передается в нагрузку, а накапливается в дросселе *Др*. При этом нагрузка питается энергией, ранее накопленной в конденсаторе *С*. При закрытом транзисторе энергия, накопленная в дросселе, передается через диод *Д* в нагрузку и конденсатор. Поскольку при этом кроме энергии, накопленной в дросселе *Др*, в нагрузку и конденсатор передается и энергия источника питания $U_п$, выходное напряжение оказывается больше, чем напряжение питания.

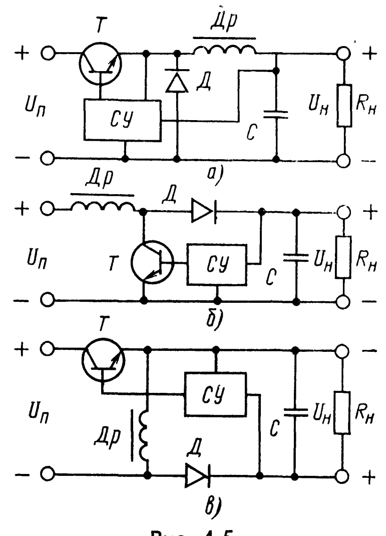
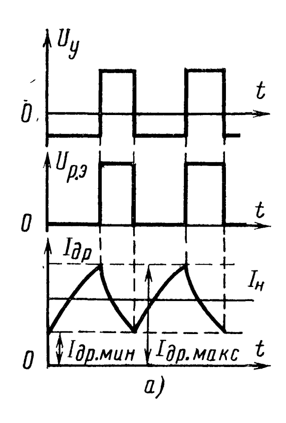


Рис. 4-5.

3. Схема на рис. 4-5,*в*, в которой транзистор *Т* включен последовательно, а дроссель *Др* параллельно нагрузке, обладает свойством изменения полярности выходного напряжения относительно входного. Работа происходит так же, как и в предыдущей схеме.

Во всех трех схемах силовой части импульсного стабилизатора принципиально возможны два режима работы: режим непрерывного (рис. 4-6,*а*) и прерывистого (рис. 4-6,*б*) токов в дросселе фильтра. Режим прерывистого тока характеризуется повышенным уровнем пульсаций выходного напряжения и на практике используется редко.

На рис. 4-7 приведены четыре разновидности включения силовых элементов для схемы ИСН (рис. 4-5,*а*). В схемах, приведенных



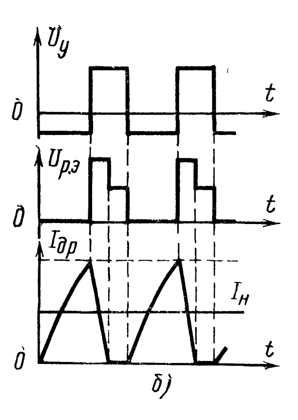


Рис. 4-6.

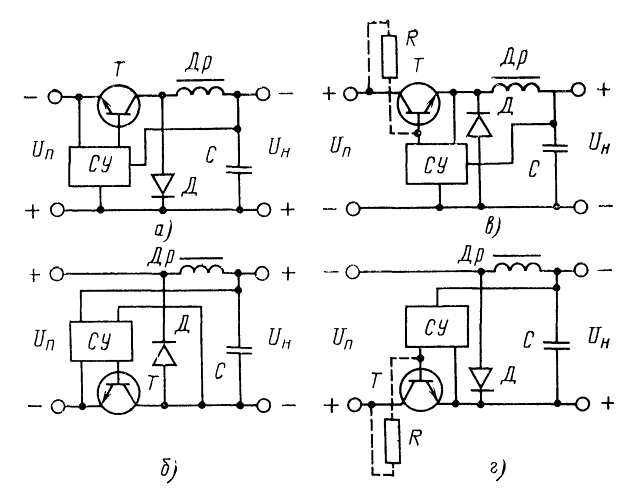


Рис. 4-7.

на рис. 4-7,*а*, *б*, сопротивление нагрузки включено в коллекторную цепь регулирующего транзистора *Т*, в схемах рис. 4-7,*в*, *г* — в эмиттерную цепь транзистора *Т*. Две последние схемы имеют значительно меньшее выходное сопротивление, чем первые.

Несмотря на это, в импульсных стабилизаторах применять схемы рис. 4-7,*в*, *г* не рекомендуется в том случае, если схемы управления СУ в ИСН регулируют момент открывания регулирующего транзистора, так как после подачи напряжения $U_п$ на вход схемы транзистор *Т* находится в закрытом состоянии.

Отсутствие выходного напряжения не позволяет схеме управления открыть регулирующий транзистор. Поэтому в подобных схемах приходится вводить запускающие резисторы, позволяющие приоткрыть регулирующий транзистор в момент подачи питания. Запускающие резисторы *R* показаны на рис. 4-7,*в*, *г* пунктиром. Необходимость запуска схемы значительно снижает надежность ее работы.

В схемах рис. 4-7,*а*, *б* при включении питания транзистор *Т* практически мгновенно открывается. Схема управления в процессе регулирования изменяет момент закрывания транзистора. Если схема управления ИСН обладает значительным запаздыванием, то на выходе может наблюдаться перерегулирование выходного напряжения.

Следует отметить, что в схемах рис. 4-7,*б*, *г* отсутствует общий провод между входной и выходной цепями стабилизатора. В ряде случаев это может быть нежелательным и служить причиной возникновения дополнительных наводок и помех.

Анализ основных схем силовой части ИСН показывает следующее.

1. При работе в режиме непрерывного тока выходное сопротивление ИСН, изображенных на рис. 4-5,*б*, *в*, оказывается в

$$\frac{1}{(1-\tau)^2}$$

раз больше, чем в ИСН, схема которого приведена на рис. 4-5, *а*. В этом выражении $\tau = \frac{t_{откр}}{T_к} = \frac{1}{\gamma}$ — относительное время включенного состояния транзистора. С уменьшением нагрузки во всех схемах наступает режим прерывистых токов, при котором внутреннее сопротивление резко возрастает.

2. В ИСН, выполненном по схеме на рис. 4-5,*а*, с уменьшением нагрузки ($I_н \longrightarrow 0$) выходное напряжение приближается к напряжению питания $U_п$. В двух других ИСН (рис. 4-5,*б*, *в*) с уменьшением нагрузки выходное напряжение может возрастать до бесконечности. Этот недостаток легко устранить, если включить параллельно диоду фильтра дополнительный маломощный транзистор T_2 (рис. 4-8,*а*, *б*, *в*). Транзистор T_2 должен управляться в противофазе с основным транзистором T_1. В этом случае можно реализовать режим переменных токов дросселя (рис. 4-8,*г*) — после уменьшения тока в дросселе и шунтирующем диоде до нуля в момент t_1 ток меняет направление и течет через включенный транзистор T_2. После закрывания T_2 и открывания T_1 ток дросселя течет через основной транзистор навстречу $U_п$, уменьшается до нуля, а затем вновь изменяет направление.

3. Параметры элементов фильтра силовой части ИСН определяются заданным диапазоном изменения скважности импульсов и допустимым значением пульсаций выходного напряжения.

В схеме на рис. 4-5,*а* пульсации напряжения на нагрузке обусловлены переменной составляющей тока дросселя. Напряжение пульсаций на выходе схемы практически не зависит от нагрузки и может быть уменьшено за счет увеличения индуктивности дросселя и емкости конденсатора фильтра.

В схемах на рис. 4-5,*б, в* пульсации выходного напряжения ΔU_C пропорциональны току нагрузки, не зависят от индуктивности фильтра и могут снижаться только за счет увеличения емкости фильтра. При одинаковых пульсациях выходного напряжения необходимая емкость конденсатора фильтра в схемах на рис. 4-5,*б*, *в* будет больше, чем в схеме на рис. 4-5,*а*.

4. В схеме на рис. 4-5,*а* максимум ΔU_C имеет место

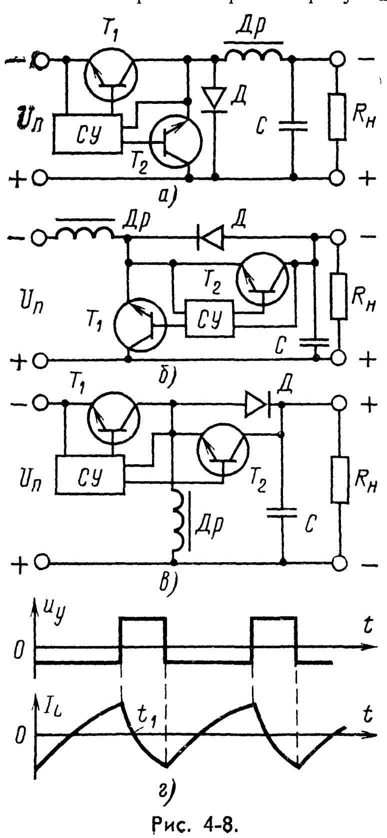


Рис. 4-8.

при $\tau=0{,}5$; в схемах на рис. 4-5,*б*, *в* — при $\tau_{макс} \leqslant (1-2)\rho$, где

$$\rho = \frac{r}{R_н + r};$$

r — суммарное сопротивление дросселя и источника питания.

Емкость конденсатора C в схеме, приведенной на рис. 4-5,*а*, находится из произведения

$$LC = \frac{U_п}{16 f_к^2 \Delta U_{C макс}}$$

при известной (заданной или имеющейся в наличии) индуктивности дросселя L.

Для схем на рис 4-5,*б*, *в* емкость конденсатора C равна:

$$C = \frac{I_{н.макс}\tau_{макс}}{f_к \Delta U_{C макс}}.$$

Рабочее напряжение конденсатора во всех трех схемах равно максимальному напряжению на нагрузке $U_{C макс} = U_{н.макс}$. Для режима непрерывного тока в дросселе фильтра имеем:

в схеме на рис. 4-5, *а* $U_{C макс} \leqslant U_п$;

в схеме на рис. 4-5, *б* $U_{C макс} \leqslant \dfrac{U_п}{1-\tau_{макс}}$;

в схеме на рис. 4-5, *в* $U_{C макс} \leqslant \dfrac{U_п \tau_{макс}}{1-\tau_{макс}}$.

Для выбора конденсатора фильтра необходимо также знать действующий ток через конденсатор $I_{C действ.макс}$. В схеме на рис. 4-5,*а* при $\tau=0{,}5$

$$I_{C действ.макс} = \frac{U_п}{8\sqrt{3} L f_к};$$

в схемах на рис. 4-5,*б*, *в*

$$I_{C действ.макс} = I_{н.макс}\sqrt{\frac{\tau_{макс}}{1-\tau_{макс}}}.$$

5. Для расчета дросселя фильтра надо знать его индуктивность и максимальный ток в обмотке.

В схеме на рис. 4-5,*а* индуктивность дросселя выбирается таким образом, чтобы ток в дросселе при разомкнутом ключе не уменьшался до нуля (режим непрерывного тока):

$$L > \frac{R_н}{2 f_к} \frac{\gamma - 1}{\gamma}.$$

В схемах на рис. 4-5,*б*, *в* индуктивность дросселя не сказывается на амплитуде пульсаций выходного напряжения. Поэтому определение L может быть обосновано допустимым значением граничного тока схемы при наличии прерывистых токов, а в схемах, где режим прерывистых токов устранен, — избыточным коллекторным

током силового транзистора, который равен половине амплитуды пульсаций тока дросселя

$$L = \frac{\tau_{макс}}{2\Delta I_К f_к}\left(U_п - \frac{I_{н.макс} r}{1-\tau_{макс}}\right),$$

где

$$\Delta I_К \approx 0{,}5\Delta I_{L макс}.$$

Действующий ток дросселя

$$I_{L действ} \approx \sqrt{I^2_L + \frac{1}{12}\Delta I^2_L},$$

где I_L — средний ток дросселя, равный $I_L = I_н$ (для схемы на рис. 4-5, *а*) и $I_L = \frac{I_н}{1-\tau}$ (для схем на рис. 4-5, *б*, *в*).

6. Транзистор *Т* силовой части ИСН выбирается по максимальному коллекторному напряжению и амплитуде коллекторного тока. Напряжение, приложенное к закрытому транзистору ИСН, равно:

в схеме на рис. 4-5, *а* $U_{mК} = U_{п.макс}$;

в схеме на рис. 4-5, *б* $U_{mК} = U_{н.макс} = \frac{U_{п.макс}}{1-\tau_{макс}}$;

в схеме на рис. 4-5, *в* $U_{mК} = U_{н.макс} + U_{п.макс} = \frac{U_{п.макс}}{1-\tau_{макс}}$.

Амплитуда тока коллектора в схеме на рис. 4-5,*а* определяется суммой максимального тока нагрузки и половины пульсаций тока дросселя. Для случая $\tau = 0{,}5$ имеем:

$$I_{mК} = I_{н.макс} + \frac{U_{п.макс}}{8Lf_к}.$$

В схемах на рис. 4-5, *б*, *в* амплитуда коллекторного тока равна:

$$I_{mК} = \frac{I_{н.макс}}{1-\tau_{макс}} + \frac{U_{п.макс}\tau_{макс}}{2Lf_к}.$$

7. При выборе диода *Д* следует знать его обратное напряжение, а также среднее и эффективное значения тока.

Для всех трех схем силовой части ИСН справедливо выражение $U_{mД} = U_{mК}$.

Пренебрегая пульсациями тока дросселя, можно получить достаточно простые выражения для определения среднего и действующего значений тока диода:

для схемы на рис. 4-5,*а*

$$I_Д = I_{н.макс}(1-\tau_{мин});\quad I_{Д.действ} = I_{н.макс}\sqrt{1-\tau_{мин}};$$

для схем на рис. 4-5, *б*, *в*

$$I_Д = I_{н.макс};\quad I_{Д.действ} = \frac{I_{н.макс}}{\sqrt{1-\tau_{макс}}}.$$

В тех случаях, когда необходимо полнее использовать транзистор по напряжению или ограничить напряжение на транзисторе, применяются автотрансформаторные аналоги рассмотренных выше схем. Схемы данного вида (рис. 4-9) отличаются выполнением дросселя фильтра с отводом от части витков его обмотки и включением

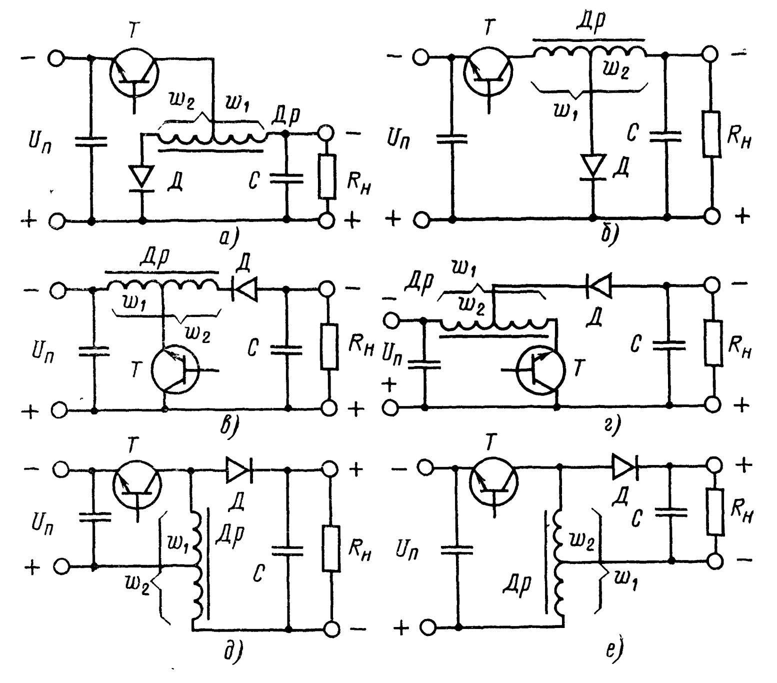


Рис. 4-9.

его как автотрансформатора с коэффициентом трансформации $n = w_2/w_1$ большим или меньшим единицы. Анализ таких схем показывает, что во всех схемах при увеличении коэффициента трансформации n происходит рост тока коллектора транзистора и уменьшение напряжения на транзисторе. При заданном коэффициенте $K_U = U_н/U_п$ оптимальное значение $n_{опт}$, при котором достигается минимум расчетной мощности регулирующего транзистора, равно:

$$n_{опт} = \frac{K_U}{1 - K_U}$$ — в схеме на рис. 4-9, *а*, *б*;

$n_{опт} = K_U - 1$ — в схеме на рис. 4-9, *в*, *г*;

$n_{опт} = K_U$ — в схеме на рис. 4-9, *д*, *е*.

Расчетная мощность транзистора в автотрансформаторных схемах ИСН (рис. 4-9) оказывается меньше, чем в простейших схемах (см. рис. 4-5), а габаритная мощность дросселей фильтров примерно на 40% больше. Требуемая емкость конденсатора фильтра в схемах на рис. 4-9,*в*, *г* при $K_U < 2$ и в схемах на рис. 4-9,*д*, *е* при $K_U > 0{,}5$ увеличивается по сравнению с простейшими схемами.

В настоящее время разработаны схемы импульсных стабилизаторов напряжения с частичной модуляцией входного напряжения. Основным их достоинством является уменьшение пульсаций выходного напряжения по сравнению с рассмотренными выше ИСН или

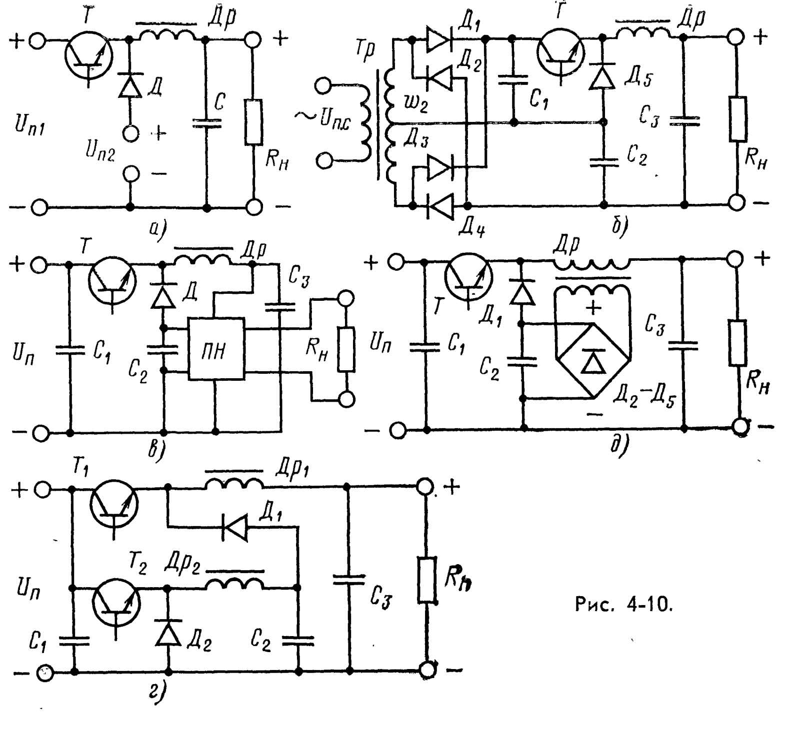


Рис. 4-10.

уменьшение массы и габаритов сглаживающего фильтра при заданном уровне пульсаций. Особенность схем таких ИСН заключается в том, что для осуществления частичной модуляции требуется дополнительный источник питания $U_{п2}$ (рис. 4-10,*а*). Здесь при открытом транзисторе *T* происходит заряд конденсатора фильтра *C* и накопление энергии в дросселе *Др*. При запирании транзистора *T* ток в нагрузке определяется напряжением $U_{п2}$ дополнительного источника. Форма напряжения на входе сглаживающего фильтра соответствует рис. 1-4,*б*.

Практические варианты схем силовой части ИСН с частичной модуляцией приведены на рис. 4-10,*б—д*. В схеме рис. 4-10,*б* дополнительное напряжение $U_{п2}$ получается от выпрямителя на диодах $Д_2$, $Д_4$, подключенных к основной обмотке w_2 трансформатора. Подобную схему можно реализовать, имея силовой трансформатор *Тр* на входе стабилизатора.

Схема рис. 4-10,*б* при прочих равных условиях обладает наибольшим к. п. д. У схем, приведенных на рис. 4-10,*в*, *г*, *д*, к. п. д. примерно одинаков. В схеме рис. 4-10,*в* дополнительное напряжение обеспечивается с выхода преобразователя напряжения, в схеме рис. 4-10,*г* используется еще один ИСН. При питании от источника постоянного тока ИСН с частичной модуляцией можно выполнять по схеме рис. 4-10,*д*, в которой дополнительный источник образуется за счет энергии накапливаемой в дросселе фильтра.

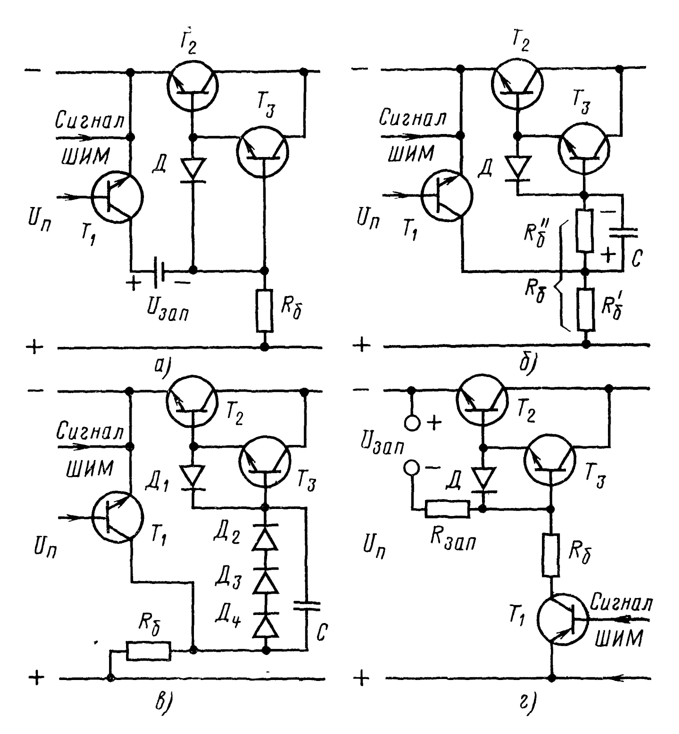


Рис. 4-11.

Рассмотрим основные способы управления регулирующим транзистором в ИСН. В схемах, приведенных на рис. 4-11,*а—в*, составной регулирующий транзистор (T_2 и T_3) открывается сразу же после подачи напряжения питания $U_п$. Базовый ток транзистора T_3 ограничивается сопротивлением резистора $R_б$. Закрывание составного транзистора происходит в момент открывания вспомогательного транзистора T_1 широтно-импульсного модулятора. Напряжение запирания $U_{зап}$ может быть получено от отдельного источника (рис. 4-11,*а*) или с помощью конденсатора *C*, заряжаемого током базы T_3.

В схеме рис. 4-11,*б* напряжение на *C* определяется соотношением сопротивлений резисторов $R'_б$ и $R''_б$; в схеме рис. 4-11,*в* оно практически неизменно и определяется прямым падением напряжения на диодах $Д_2$—$Д_4$.

Составной транзистор регулирующего элемента ИСН может быть закрыт источником $U_{зап}$, постоянно подключенным между его эмиттером и базой (рис. 4-11,*г*). Здесь ШИМ изменяет момент открывания составного транзистора ИСН, для чего базовый резистор $R_б$ с помощью транзистора T_1 подключается к напряжению питания. Время открытого состояния регулирующего транзистора зависит от времени открытого состояния T_1. Нарастание выходного напряжения

в таком ИСН происходит без выбросов, плавно, так как управляющий сигнал поступает с выхода стабилизатора. Недостаток подобного способа управления заключается в том, что открывание транзистора T_1 осуществляется с выхода ИСН, а в первый момент после включения напряжения $U_п$ регулирующий элемент находится в закрытом состоянии, т. е. требуется цепь запуска.

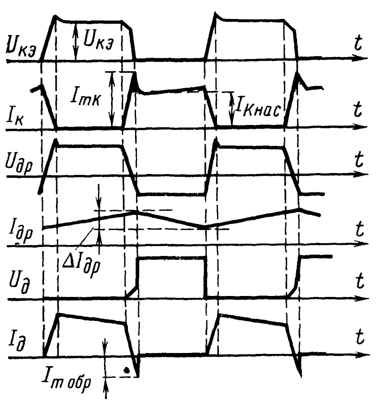


Рис. 4-12.

В импульсных стабилизаторах напряжения, выполненных на дрейфовых транзисторах и работающих с высокой частотой переключения, заметно проявляются инерционные свойства блокирующего диода *Д* и регулирующего транзистора. После протекания через диод *Д* импульса прямого тока (рис. 4-12) в момент смены полярности напряжения на диоде через него начинает протекать большой обратный ток, обусловленный рассасыванием избыточных носителей заряда в базе. В этот же момент открывается регулирующий транзистор и его коллекторный ток нарастает с большой скоростью. При этом происходит кратковременное короткое замыкание источника питания $U_п$ через регулирующий транзистор и диод *Д*, что приводит к появлению коммутационных перегрузок транзистора $I_{m\,к}$ и диода $I_{m\,обр}$.

Для уменьшения таких перегрузок необходимо уменьшить скорость нарастания коллекторного тока при открывании транзистора, для чего в базовую цепь регулирующего транзистора можно включить небольшой дроссель (рис. 4-13,*а*). Дроссель может быть включен также в коллекторную или эмиттерные цепи регулирующего транзистора. Следует иметь в виду, что подобные дроссели могут привести к появлению перенапряжений на переходах транзистора. При закрывании транзистора из-за инерционности процессов выключения может наблюдаться всплеск тока открывающегося диода *Д*. Ускорить процессы закрывания регулирующего транзистора ИСН можно специальной цепью ОС, например приведенной на рис. 4-13,*б*.

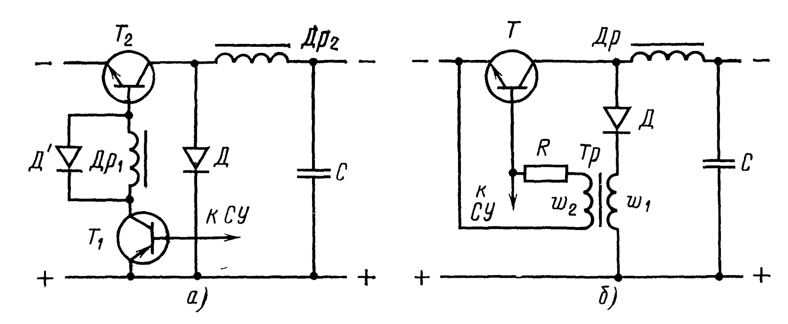


Рис. 4-13.

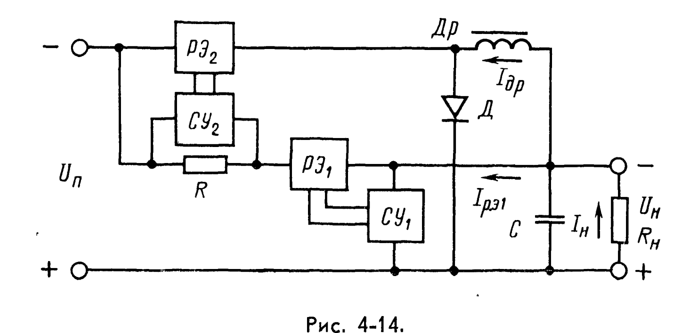


Рис. 4-14.

Здесь ток быстро открывающегося диода *Д*, протекая по первичной обмотке трансформатора *Тр*, наводит на его вторичной обмотке э. д. с., способствующую закрыванию транзистора *Т*.

Один из основных недостатков ИСН — большие пульсации выходного напряжения — может быть устранен в непрерывно-импульсных стабилизаторах напряжения. Структурная схема такого стабилизатора приведена на рис. 4-14. Она состоит из комбинации непрерывного и импульсного стабилизаторов напряжения.

При подключении напряжения питания ко входу стабилизатора увеличивается ток, протекающий через регулирующий элемент $РЭ_1$ стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием, и напряжение на резисторе *R* начинает увеличиваться. При определенном токе падение напряжения на резисторе *R* окажется достаточным, чтобы вызвать срабатывание триггерной схемы управления $СУ_2$ ключевым регулирующим элементом $РЭ_2$. Переключение $СУ_2$ приводит к открыванию $РЭ_2$. Ток через ключевой регулирующий элемент и дроссель *Др* начинает увеличиваться, это приводит к увеличению выходного напряжения $U_н$ схемы, а также к уменьшению тока через регулирующий элемент $РЭ_1$ непрерывного стабилизатора. Уменьшение тока через $РЭ_1$ будет продолжаться до тех пор, пока напряжение на резисторе *R* не достигнет порога отпускания триггерной схемы управления $СУ_2$. После переключения $СУ_2$ в противоположное состояние регулирующий транзистор импульсного стабилизатора закроется. За время закрытого состояния ключевого регулирующего элемента энергия, запасенная в дросселе, будет разряжаться через диод *Д* на сопротивление нагрузки $R_н$. Выходное напряжение стабилизатора будет постепенно уменьшаться.

Уменьшение выходного напряжения схемы через $СУ_1$ вызовет увеличение тока $РЭ_1$ стабилизатора непрерывного действия. Напряжение на резисторе *R* вновь начнет увеличиваться, пока не сработает схема управления $СУ_2$ и $РЭ_2$ откроется. Далее описанный выше процесс повторяется.

При увеличении входного напряжения $U_п$ увеличивается скорость нарастания тока непрерывного стабилизатора, что уменьшает время открытого состояния регулирующего транзистора импульсного стабилизатора. В результате выходное напряжение остается неизменным (с определенной степенью точности). При уменьшении сопротивления нагрузки или уменьшении напряжения питания увеличивается скорость спада тока непрерывного стабилизатора, что

сокращает время закрытого состояния регулирующего транзистора $РЭ_2$.

Ток в дросселе $I_{др}$ и ток $I_{р.э1}$ состоят из постоянных и переменных составляющих, причем переменные составляющие токов $I_{др\sim}$ и $I_{р.э1\sim}$ находятся в противофазе и не равны друг другу ($I_{др\sim} > I_{р.э1\sim}$). Ток на нагрузке $R_н$ равен сумме этих токов. Чем ближе по значению эти составляющие, тем меньшими будут пульсации выходного напряжения. Увеличению тока $I_{р.э\sim}$, т. е. уменьшению пульсаций, способствует увеличение коэффициента усиления в цепи ООС стабилизатора непрерывного действия.

В реальных схемах уровень пульсаций выходного напряжения непрерывно-импульсных стабилизаторов соизмерим с уровнем пульсаций выходного напряжения стабилизаторов с непрерывным регулированием.

Среднее значение тока $РЭ_1$ непрерывного стабилизатора зависит от напряжений срабатывания триггерной схемы $СУ_2$ и не зависит от питающего напряжения $U_п$ и тока нагрузки $I_н$. Пороговые значения напряжения срабатывания выбираются такими, чтобы среднее значение тока $РЭ_1$ было во много раз меньше среднего значения тока дросселя.

Таким образом, основная мощность от источника в нагрузку передается импульсным стабилизатором, мощность непрерывного стабилизатора сравнительно небольшая и потери в $РЭ_1$ малы. Отсюда следует, что к. п. д. непрерывно-импульсного стабилизатора близок к значению к. п. д. импульсного стабилизатора.

4-3. Схемы управления импульсных стабилизаторов напряжения

В импульсных стабилизаторах напряжения прерывистый характер регулирования обеспечивается схемой управления. Модулятор импульсов этой схемы преобразует сигнал рассогласования между выходным напряжением ИСН (или его частью) и опорным напряжением в последовательность импульсов с изменяющимися временными параметрами, которые затем воздействуют на регулирующий элемент.

В ИСН с широтно-импульсной модуляцией частота следования импульсов управления регулирующим элементом постоянна, а изменяется их относительная длительность $\tau = t_{отк}/T_к$ в зависимости от амплитуды сигнала рассогласования. Изменение длительности импульсов может быть осуществлено за счет изменения режима работы некоторых симметричных автоколебательных схем (например, мультивибраторов). Широтно-импульсная модуляция может быть также получена сложением в модуляторе постоянного напряжения с напряжением пилообразной формы, одно из которых несет информацию о выходном напряжении ИСН, а другое является опорным.

На входе схемы управления РЭ с ШИМ обычно имеется усилитель постоянного тока, усиливающий сигнал рассогласования. В зависимости от формы пилообразного напряжения в процессе регулирования может изменяться задний (рис. 4-15,*а*), передний (рис. 4-15,*б*) или оба фронта импульсов (рис. 4-15,*в*).

Обозначения на рис. 4-15: $U_{УПТ}$ — сигнал рассогласования на входе усилителя постоянного тока; $U_{ГПН}$ — напряжение, снимаемое с выхода генератора пилообразного напряжения; $U_{ШИМ}$ — выходное

напряжение СУ с ШИМ. На рис. 4-15,*г* приведены временные диаграммы напряжений для случая, когда широтно-импульсная модуляция осуществляется за счет изменения амплитуды пилообразного напряжения при неизменном опорном напряжении.

Сигнал рассогласования может также воздействовать на скорость изменения пилообразного напряжения. Во всех этих случаях чувствительность схем с ШИМ будет тем выше, чем меньше амплитуда пилообразного напряжения. Схемы с ШИМ достаточно простые, быстродействующие, однако требуют задающего генератора для формирования напряжения пилообразной формы.

Рабочие свойства модуляторов длительности в ИСН с ШИМ оцениваются по их характеристикам «вход — выход» $\tau=\varphi(U_y)$. По ним можно определить диапазон изменения относительной длительности импульсов, коэффициенты усиления модулятора по напряжению $K_U=\tau U_н/U_у$ и току $K_I=\tau I_н/I_у$.

Характеристика $\tau=\varphi(U_у)$ при управлении отпиранием регулирующего транзистора имеет вид, представленный на рис. 4-16,*а*, а при управлении запиранием — на рис. 4-16,*б*. У обоих характеристик имеется ярко выраженный участок насыщения, на котором процессы регулирования невозможны. Таким образом, ИСН представляет собой нелинейную систему автоматического регулирования.

При выборе типа и схемы модулятора для ИСН с ШИМ следует учитывать простоту и надежность схемы управления, отсутствие влияния внешних факторов на характеристики модулятора,

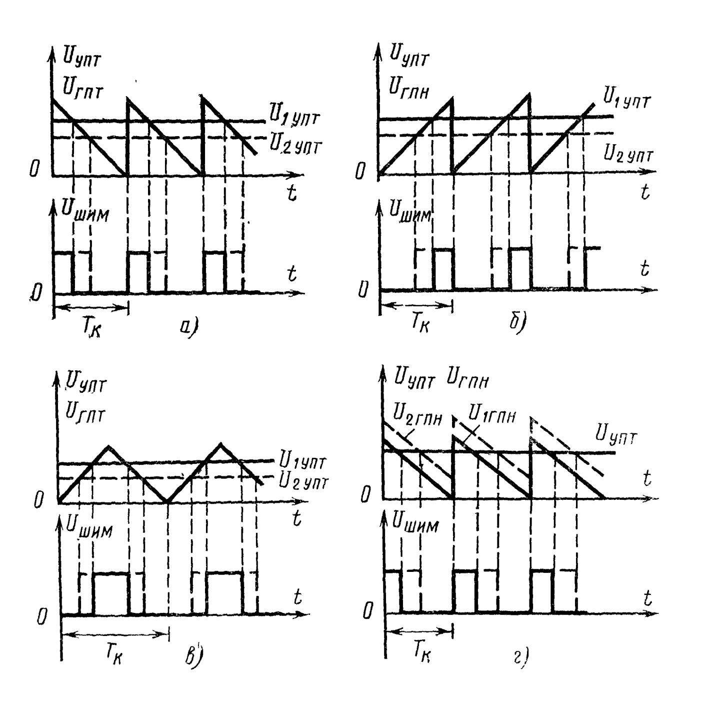


Рис. 4-15.

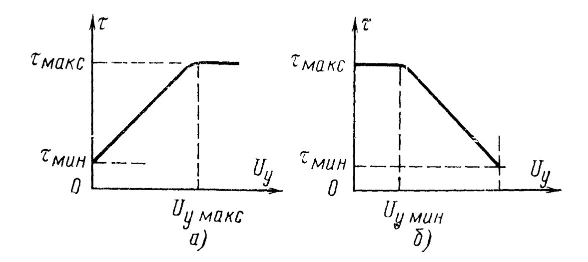


Рис. 4-16.

удобство суммирования сигналов на входе и пр. Рассмотрим несколько основных схем широтно-импульсных модуляторов.

Изменение относительной длительности импульсов выходного напряжения управляемого симметричного мультивибратора (рис. 4-17) осуществляется включением регулируемых сопротивлений в цепи разряда конденсаторов C_1 и C_2. Роль разрядных резисторов выполняют транзисторы T_3 и T_4 балансного усилителя постоянного тока. При открытом транзисторе T_1 конденсатор C_2 заряжается через R_4 до напряжения питания $U_п$. Транзистор T_2 остается в закрытом состоянии за счет напряжения на C_1 до тех пор, пока C_1 полностью не разрядится через транзистор T_3. Скорость разряда зависит от коллекторного тока транзистора T_3, а он, в свою очередь, определяется амплитудой сигнала рассогласования между опорным напряжением, снимаемым со стабилитрона $Д_1$, и частью выходного напряжения на R_5. Когда потенциал базы транзистора T_2 станет равным нулю, произойдет переключение схемы: транзистор T_2 откроется, а T_1 закроется.

В схеме широтно-импульсного модулятора, приведенной на рис. 4-18,*а*, частота коммутации задается напряжением прямоугольной формы инвертора *И*. На выходе стабилизатора имеется обычная однокаскадная схема усилителя постоянного тока на транзисторе T_2 с источником опорного напряжения в эмиттерной цепи (стабилитрон $Д_6$). Усиленный сигнал рассогласования с резистора R_6 поступает на вход схемы сравнения (транзистор T_1). На вход этого же транзистора подается пилообразное напряжение, формируемое из прямоугольного напряжения дифференцирующей цепочкой C_1, R_3, R_4. С помощью выпрямительного моста ($Д_1$—$Д_4$) продифференцированное переменное напряжение превращается в однополярное пилообразное напряжение (см. рис. 4-15,*а*) с частотой, вдвое большей рабочей частоты инвертора.

В схеме рис. 4-18,*б* пилообразное напряжение формируется из напряжения прямоугольной формы инвертора цепочкой C_1, R_3. На выходе мостового выпрямителя ($Д_1$—$Д_4$) возникают однополярные пилообразные им-

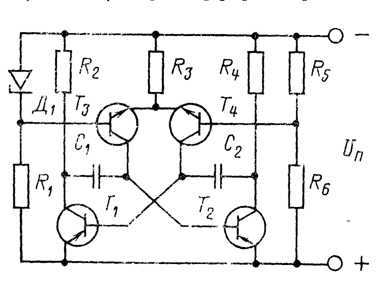


Рис. 4-17.

Рис. 4-18.

Рис. 4-19.

пульсы удвоенной частоты. На вход транзистора T_1 схемы сравнения поступают опорное напряжение $U_{ст}$ и сигнал рассогласования в виде изменяющегося по амплитуде пилообразного напряжения (см. рис. 4-15,*г*). Чувствительность этой схемы модулятора значительно ниже, чем предыдущей. Для повышения чувствительности модулятора необходимо уменьшать амплитуду переменной составляющей пилообразного напряжения. Потенциометр R_3 обеспечивает регулировку выходного напряжения ИСН.

При частотах коммутации не выше 1—5 кГц в качестве модуляторов ширины импульсов используются магнитные усилители. Полная схема ИСН с магнитным усилителем приведена на рис. 4-19. На вход составного транзистора T_1, T_2 поступают одновременно два сигнала: открывающее напряжение, снимаемое с диодов $Д_1$—$Д_3$, и импульсы закрывающего напряжения с обмоток трансформатора *Тр* инвертора через рабочие обмотки магнитного усилителя $w_{р1}$ и $w_{р2}$. Последние модулируют сигнал по длительности за счет изменения тока в управляющей обмотке $w_у$ магнитного усилителя. Последовательно с обмоткой включены стабилитроны $Д_9$ и $Д_{10}$ и термокомпенсирующий диод $Д_8$. Обмотка смещения питается стабильным напряжением со стабилитрона $Д_{11}$.

В двухпозиционных импульсных стабилизаторах напряжения постоянного тока в качестве релейного элемента схемы управления обычно используется несимметричный триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта). Схема его приведена на рис. 4-20. Триггер может находиться в одном из двух устойчивых состояний: в первом — транзистор T_1 закрыт, а T_2 открыт и насыщен; во втором — наоборот. Переход триггера из одного состояния в другое происходит при воздействии на базу транзистора T_1 управляющего напряжения $U_у$. Если $U_у$ превосходит некоторое пороговое напряжение отпирания $U_{сраб}$ (см. рис. 4-3), то триггер срабатывает (транзистор T_1 открывается, а T_2 закрывается). При уменьшении управляющего напряжения ниже другого порогового значения — напряжения отпускания $U_{отп}$ — происходит возврат триггера в первоначальное положение. Интервал между этими напряжениями характеризует зону нечувствительности релейного элемента. Выходной сигнал, используемый для управления регулирующим элементом стабилизатора, снимается с коллектора транзистора T_2. Для надежного закрывания транзистора T_2 сопротивление резистора R_6 должно выбираться из условия

$$R_6 \leqslant \frac{R_4 U_{вых}}{(R_3 + R_4)\, I_{КЭ1}}.$$

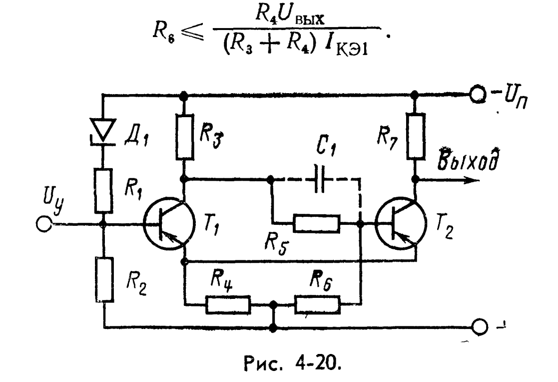


Рис. 4-20.

Резистор R_5 обеспечивает режим насыщения транзистора T_2 и выбирается из условия

$$R_5 \leqslant \frac{h_{21Э2} R_6 R_7}{h_{21Э2} R_4 + R_{вх}}.$$

Для увеличения быстродействия триггера параллельно резистору R_5 включают конденсатор C_1. Напряжения срабатывания и отпускания триггера определяются следующими приближенными формулами:

$$U_{сраб} = U_{вых} \frac{R_4 R_6}{(R_1 + R_2 + R_3) R_4 + \frac{(R_1 + R_3) R_2}{h_{21Э1}}};$$

$$U_{отп} = U_{вых} \frac{R_4 R_6}{(R_1 + R_2 + R_3) R_4 + R_2 R_3}.$$

Рассмотренные выше схемы управления импульсных стабилизаторов, выполненные на базе мультивибраторов, несимметричных триггеров и т. п., являются сравнительно маломощными. При их использовании регулирующий транзистор приходится выполнять составным, для его закрывания обычно требуется дополнительный источник напряжения — все это приводит к усложнению схемы стабилизатора.

В релейных импульсных стабилизаторах с насыщающимся трансформатором (рис. 4-21) схемы управления оказываются значительно проще. Подобные стабилизаторы являются автоколебательными, причем регулирующий транзистор обычно является активным элементом, с помощью которого создается процесс автоколебаний. Сердечник насыщающегося трансформатора выполняется из магнитного материала с прямоугольной петлей гистерезиса.

Делитель напряжения, состоящий из резисторов R_1 и R_2, способствует началу автоколебательного процесса при включении напряжения питания. Регулирующий транзистор T открывается и входит в режим насыщения благодаря положительной ОС через обмотку w_2 трансформатора $Тр$. Транзистор T будет открыт до тех пор, пока не наступит насыщение сердечника трансформатора. После этого произойдет лавинообразный процесс закрывания регулирующего транзистора. Для перемагничивания трансформатора $Тр$ в противоположное состояние необходим источник управляющего напряжения $U_у$. Время открытого и закрытого состояний регулирующего транзистора можно определить из выражений

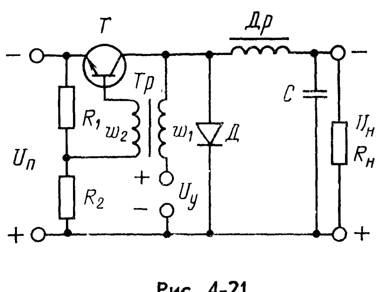


Рис. 4-21.

$$t_{откр} = \frac{2 w_1 B_s Q_c}{U_п - U_у};$$

$$t_{закр} = \frac{2 w_1 B_s Q_c}{U_у}.$$

Точность стабилизации выходного напряжения $U_н$ зависит от точности поддержания уровня управляющего напряжения $U_у$.

Практические схемы импульсных стабилизаторов напряжения постоянного тока можно найти в [16].

4-4. Пример расчета силовой части импульсного стабилизатора напряжения

Пусть в качестве искомой выбрана схема силовой части импульсного стабилизатора, приведенная на рис. 4-22.

Дано: выходное напряжение $U_н=12$ В; ток нагрузки $I_н=1$ А; переменная составляющая выходного напряжения $U_{н\sim}=0{,}1$ В; нестабильность выходного напряжения не более $\delta U_н=\pm 2\%$ при изменении напряжения первичной сети на $\pm 20\%$.

Расчет производится в следующей последовательности.

В качестве способа регулирования выбираем широтно-импульсную модуляцию. Частоту переключения T_1 и T_2 следует выбирать в пределах от 1 до 20 кГц в зависимости от частотных свойств электрорадиоэлементов. Выбираем $f_к=5$ кГц.

1. Для определения минимально необходимого напряжения на входе стабилизатора $U_{п.мин}$ задаемся падением напряжения на обмотках дросселей фильтров $Др_1$, $Др_2$ и транзисторе T_1. Обычно такое напряжение не превышает $\Delta U_{др}=3 \div 6$ В в зависимости от сопротивления обмоток, типа и количества транзисторов. Тогда при $\Delta U_{др}=4$ В $U_{п.мин}=U_н+\Delta U_{др}=12+4=16$ В.

2. Номинальное и максимальное напряжения на входе ИСН равны:

$$U_п=\frac{U_{п\ мин}}{1-\dfrac{\delta U_п}{100}}=\frac{16}{1-\dfrac{20}{100}}=20\text{ В};$$

$$U_{п.макс}=\left(1+\frac{\delta U_п}{100}\right)U_п=\left(1+\frac{20}{100}\right)20=24\text{ В}.$$

Рис. 4-22.

3. Минимальное и максимальное значения относительной длительности импульсов равны:

$$\tau_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{п.мин}}} = \frac{12}{16} = 0{,}75; \quad \tau_{\text{мин}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{п.макс}}} = \frac{12}{24} = 0{,}5.$$

4. Для расчета элементов сглаживающего фильтра стабилизатора *Др* и C_2 определяем произведение их индуктивности и емкости:

$$L_2C_2 = \frac{U_{\text{п.макс}}\tau_{\text{мин}}(1-\tau_{\text{мин}})}{8f^2_{\text{к}}U_{\text{н.п}}} = \frac{24\cdot 0{,}5\,(1-0{,}5)}{8\cdot 25\cdot 10^6\cdot 0{,}1} = 3\cdot 10^{-7}\ \text{с}^2.$$

5. Индуктивность дросселя L_2 должна быть достаточно велика, чтобы обеспечить режим непрерывного тока в дросселе:

$$L_{2\text{мин}} \geqslant \frac{U_{\text{п.макс}}\tau_{\text{мин}}(1-\tau_{\text{мин}})}{2I_{\text{н}}f_{\text{к}}} = \frac{24\cdot 0{,}5\,(1-0{,}5)}{2\cdot 1{,}0\cdot 5\cdot 10^3} = 0{,}6\cdot 10^{-3}\ \text{Гн}.$$

Выбираем дроссель с $L_2 = (2—3)\,L_{2\text{мин}} = 3\cdot 0{,}6\cdot 10^{-3} = 1{,}8\cdot 10^{-3}$ Гн.

6. Находим емкость конденсатора C_2 фильтра:

$$C_2 = \frac{(L_2C_2)}{L_2} = \frac{3\cdot 10^{-7}}{1{,}8\cdot 10^{-3}} \approx 166{,}6\ \text{мкФ}.$$

Емкость конденсатора C_2 фильтра также следует увеличить в 2—3 раза по сравнению с его номинальным значением. Это связано с тем, что при увеличении частоты пульсаций, понижения рабочей температуры номинальная емкость конденсатора падает. В качестве конденсатора фильтра целесообразно выбрать малогабаритный электролитический конденсатор типа К50-16.

7. Максимальные пределы изменения тока в дросселе фильтра

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_{\text{п.макс}}\tau_{\text{мин}}(1-\tau_{\text{мин}})}{L_2f_{\text{к}}} = \frac{24\cdot 0{,}5\,(1-0{,}5)}{1{,}8\cdot 10^{-3}\cdot 5\cdot 10^3} \approx 0{,}66\ \text{А};$$

8. Максимально и минимально возможные значения тока, проходящего через регулирующий транзистор T_1, блокирующий диод $Д_5$ и дроссель фильтра $Др_2$:

$$I_{m\text{К}1} = I_{m\text{Д}5} = I_{L2\text{макс}} = I_{\text{н}} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} = 1 + \frac{0{,}66}{2} = 1{,}33\ \text{А};$$

$$I_{\text{К1мин}} = I_{\text{Д5мин}} = I_{L2\text{мин}} = I_{\text{н}} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} = 1 - \frac{0{,}66}{2} = 0{,}67\ \text{А}.$$

9. По значениям $f_{\text{к}} = 5$ кГц; $U_{m\text{КЭ}1} = U_{\text{п.макс}} = 24$ В; $I_{m\text{К}1} = 1{,}33$ А выбираем тип регулирующего транзистора — П605 с параметрами: $I_{\text{К макс}} = 1{,}5$ А; $U_{\text{КЭмакс}} = 40$ В; $h_{21\text{Э}} = 20 \div 60$.

10. По значениям $I_{m\text{Д}5} = 1{,}33$ А; $U_{m\,\text{обр}} = U_{\text{п.макс}} = 24$ В; $I_{\text{Д5ср}} = I_{\text{н}}(1-\tau_{\text{мин}}) = 1\,(1-0{,}5) = 0{,}5$ А выбираем тип диода $Д_5$ — 2Д213А с параметрами: $U_{\text{обр макс}} = 200$ В; $I_{\text{пр.макс}} = 10$ А; $f_{\text{макс}} = 100$ кГц.

11. Требуемый ток базы транзистора

$$I_{Б1}=\frac{I_{mК1}}{h_{21\,Э1мин}}=\frac{1,33}{20}\approx 0,066\ \text{А}.$$

12. По значениям коллекторного тока транзистора T_2, равного $I_{mК2}=I_{Б1}=0,066$ А, и напряжения $U_{КЭ2}=U_{п.макс}+2U_{пр}=24+$ $+2\cdot 1=26$ В выбираем в качестве T_2 транзистор типа КТ315В с параметрами: $U_{КЭмакс}=40$ В; $I_{К\,макс}=100$ мА; $h_{21Э}=20\div 90$.

13. Требуемый ток базы транзистора T_2

$$I_{Б2}=\frac{I_{mК2}}{h_{21\,Э\,2мин}}=\frac{66}{20}\approx 3\ \text{мА}.$$

14. Сопротивление резистора R_1, обеспечивающее насыщение транзисторов T_1 и T_2,

$$R_1=\frac{U_{п.мин}}{I_{Б2}}=\frac{16}{0,003}=5,1\ \text{кОм}.$$

15. Максимальная мощность, рассеиваемая в резисторе R_1,

$$P_{R1}=\frac{U^2_{п.макс}}{R_1}=\frac{24^2}{5,1\cdot 10^3}\approx 113\cdot 10^{-3}\ \text{Вт}.$$

16. Источник запирающего смещения должен иметь напряжение не менее $U_{зап}=4U_{пр}+\Delta U_{с.у}=4\cdot 1,0+1,0=5$ В. Ток, потребляемый от источника при запирании регулирующего составного транзистора, $I_{зап}\approx I_{Б2}=0,003$ А.

ГЛАВА ПЯТАЯ

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

5-1. Параметрические стабилизаторы напряжения переменного тока

При питании радиоэлектронной аппаратуры от сети переменного тока часто возникает необходимость стабилизации напряжения переменного тока, причем широкое применение получили параметрические стабилизаторы как более простые, надежные и дешевые устройства вторичного электропитания.

В радиолюбительской практике находят применение маломощные стабилизаторы напряжения переменного тока на кремниевых

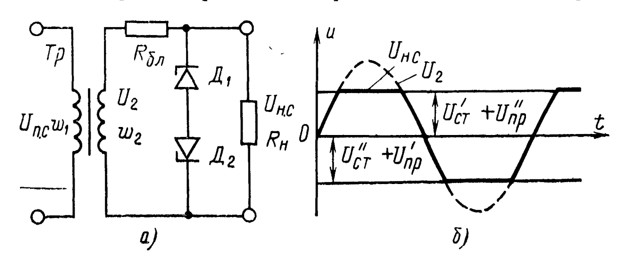


Рис. 5-1.

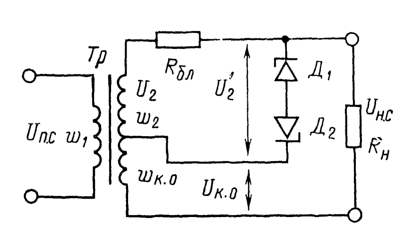


Рис. 5-2.

стабилитронах. Простейшая схема подобного стабилизатора приведена на рис. 5-1,*а*. Напряжение сети через трансформатор *Тр* поступает на цепочку, состоящую из балластного резистора $R_{бл}$ и встречно включенных стабилитронов $Д_1$, $Д_2$, параллельно которым подключено сопротивление нагрузки $R_н$. Балластное сопротивление $R_{бл}$ может быть не только активным резистором, но в общем случае иметь индуктивный или емкостный характер.

Форма напряжения на обмотке w_2 трансформатора и на сопротивлении нагрузки приведена на рис. 5-1,*б*. Каждая полуволна переменного напряжения ограничивается на уровне $U'_{ст}+U''_{пр}$ (или $U''_{ст}+U'_{пр}$), где $U'_{ст}$, $U''_{ст}$ — прямое падение напряжения на стабилитронах $Д_1$ и $Д_2$, в результате чего на выходе стабилизатора получается напряжение трапецеидальной формы. При изменении входного напряжения амплитудное значение напряжения $U_{н.с}$ остается постоянным, а действующее значение несколько изменяется за счет изменения площади трапеции. Коэффициент стабилизации такой схемы не превышает пяти.

Для получения более высокой степени стабилизации среднего или действующего значения выходного напряжения целесообразно ввести в цепь нагрузки дополнительную компенсирующую э. д. с., которая изменяется пропорционально входному питающему напряжению и направлена встречно стабилизируемому напряжению (т. е. сдвинута по фазе на 180° относительно выходного напряжения).

Подобная схема приведена на рис. 5-2, компенсирующее напряжение $U_{к.о}$ подается в нагрузку с части вторичной обмотки $w_{к.о}$ трансформатора питания. Это напряжение может поступать в схему стабилизатора и через отдельный маломощный трансформатор. Компенсирующее напряжение для получения выходного напряжения со стабильным действующим значением приближенно может быть определено из соотношения

$$U_{к.о} \approx U_{ст} \frac{U_{2действ}}{\Delta U_2} \quad при \quad U_{ст} \gg U_{пр},$$

где $U_{2действ}$ — действующее значение напряжения на обмотке w_2 трансформатора питания *Тр*; ΔU_2 — возможное изменение этого напряжения.

Амплитуда переменного тока, протекающего через стабилитроны, определяется из выражения

$$I_{ст.и} = \frac{U_{m2} - U_{ст}}{R_{бл}},$$

где U_{m2} — амплитуда напряжения на вторичной обмотке w_2 трансформатора *Тр*.

Если сопротивление нагрузки $R_н$ сравнительно невелико, то необходимо учитывать падение напряжения на балластном резисторе $R_{бл}$ и вместо значения U_2 подставить напряжение

$$U'_2 = U_2 \frac{R_н}{R_{бл} + R_н}.$$

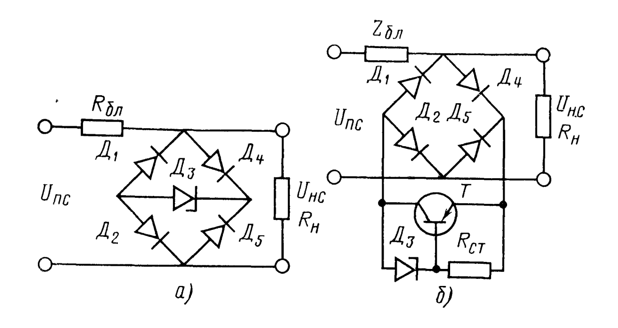


Рис. 5-3.

Схемы, приведенные на рис. 5-1,*а* и 5-2, имеют существенный недостаток, заключающийся в том, что из-за возможного разброса напряжений стабилизации встречно включенных стабилитронов в нагрузке может быть постоянная составляющая тока, что не всегда является приемлемым. Кроме того, при индуктивном или активном балластном сопротивлении постоянная составляющая тока может вызвать подмагничивание сердечника питающего трансформатора, что приведет к искажению формы кривой питающего напряжения и уменьшению к. п. д. стабилизатора.

Эти недостатки меньше заметны в схеме стабилизатора (рис. 5-3,*а*), где вместо встречно включенных стабилитронов применена выпрямительная мостовая схема на диодах $Д_1$, $Д_2$, $Д_4$ и $Д_5$. В одну из диагоналей моста (по постоянному току) включен кремниевый стабилитрон $Д_3$, в другую — сопротивление нагрузки $R_н$. При выборе напряжения стабилизации $Д_3$ из условия $U_{ст} \gg U_{пр}$ разброс параметров диодов мостовой схемы практически не сказывается на симметрии амплитуд полуволн выходного напряжения.

Дополнительными преимуществами схемы стабилизатора являются хорошая температурная компенсация напряжения стабилизации (двумя последовательно включенными диодами) и возможность подключения транзистора в качестве усилителя тока стабилизации кремниевого стабилитрона. Последнее позволяет увеличить выходную мощность параметрического стабилизатора (рис. 5-3,*б*). В качестве балластного сопротивления может быть использовано как активное, так и реактивное сопротивление $Z_{бл}$. В [13] проведен анализ работы подобных схем стабилизаторов и показано, что схемы с реактив-

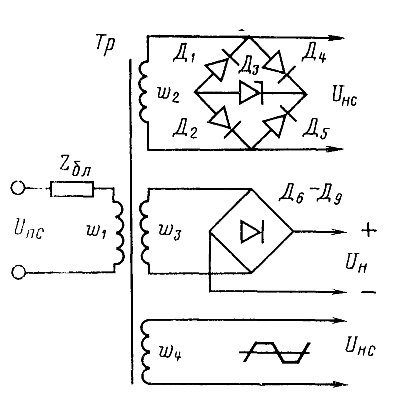


Рис. 5-4.

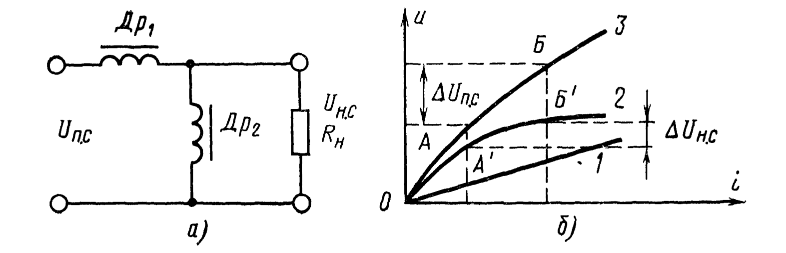


Рис. 5-5.

ным балластным сопротивлением обеспечивают более высокие к. п. д. и коэффициент стабилизации, чем схемы с активным $R_{бл}$.

Параметрические схемы стабилизации напряжения переменного тока позволяют выполнять источники вторичного электропитания с несколькими гальванически развязанными выходными цепями как постоянного, так и переменного тока (рис. 5-4). Балластное сопротивление $Z_{бл}$ в этой схеме включено последовательно с первичной обмоткой трансформатора питания w_1, а кремниевый стабилитрон $Д_3$ — в диагональ постоянного тока мостового выпрямителя $Д_1$—$Д_5$. На этом же трансформаторе *Тр* имеются обмотки w_3 и w_4, образующие выходные цепи постоянного и переменного тока, гальванически развязанные одна от другой. Подобные схемы с трансформацией выходного напряжения позволяют легко согласовать напряжение кремниевого стабилитрона с требуемым напряжением на нагрузке.

Параметрические стабилизаторы напряжения переменного тока могут быть выполнены и на другом нелинейном элементе — дросселе насыщения, являющемся стабилизатором среднего значения напряжения на обмотке.

Среди многочисленных разновидностей электромагнитных стабилизаторов напряжения переменного тока условно различают стабилизаторы с насыщающимися дросселями или трансформаторами, феррорезонансные, с магнитными усилителями. Все они отличаются большой простотой, высокой надежностью, стойкостью к механическим воздействиям и перегрузкам, сравнительно низкой стоимостью.

Простейшая схема стабилизатора с дросселем насыщения приведена на рис. 5-5,*а*. Она состоит из линейного дросселя $Др_1$ и нелинейного дросселя $Др_2$ с насыщающимся сердечником. Параллельно нелинейному дросселю включено сопротивление нагрузки $R_н$. Напряжение питающей сети переменного тока $U_{п.с}$ распределяется между обмотками обоих дросселей. На рис. 5-5,*б* представлены вольтамперные характеристики ненасыщенного (кривая *1*) и насыщающегося (кривая *2*) дросселей, а также их суммарная характеристика (кривая *3*).

Если питающее напряжение изменяется в процессе работы на $\Delta U_{п.с}$ (точки *А* и *Б* на кривой *3*), то на характеристике дросселя $Др_2$ (кривая *2*) можно определить пределы изменения выходного напряжения $\Delta U_{н.с}$ (точки *А'* и *Б'*) — эти изменения оказываются значительно меньшими, чем $\Delta U_{п.с}$. Коэффициент стабилизации схемы в данном случае невысок и зависит от степени насыщения сердечника и его магнитных свойств.

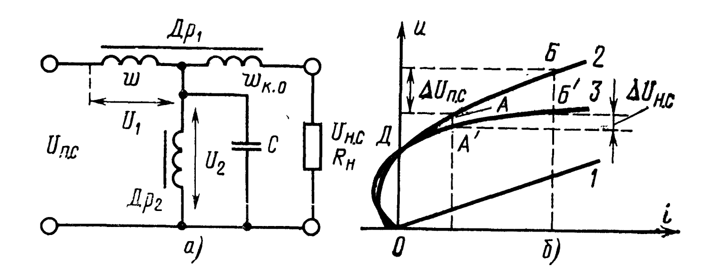


Рис. 5-6.

Вместо линейного дросселя в схеме на рис. 5-5,*а* может быть включен активный балластный резистор. Схема при этом упрощается однако ее к. п. д. и стабильность выходного напряжения оказываются намного ниже, чем у схемы с дросселем.

Дроссель насыщения может быть включен последовательно с первичной обмоткой трансформатора. В этом случае он работает как ключевой элемент, регулирующий напряжение за счет изменения длительности открытого состояния при постоянной частоте коммутации, равной частоте питающей сети. Длительность открытого состояния ключевого элемента определяется временем намагничивания сердечника этого дросселя от начального состояния до насыщения. Начальное состояние дросселя может быть заранее задано дополнительной обмоткой смещения, через которую проходит постоянный ток.

Параметрические стабилизаторы напряжения переменного тока с дросселями насыщения применяются сравнительно редко из-за ряда свойственных им недостатков: сильной зависимости выходного напряжения от характера нагрузки и частоты питающего напряжения переменного тока, отличия формы выходного напряжения от формы напряжения первичной сети, невысокого к. п. д. (около 40—60%) и низкого коэффициента мощности ($\cos\varphi = 0{,}6 \div 0{,}75$).

Характеристики электромагнитных стабилизаторов можно улучшить, если использовать резонанс тока. Для этого в схеме на рис. 5-5,*а* необходимо параллельно насыщающемуся дросселю $Др_2$ включить конденсатор C (рис. 5-6,*а*). Индуктивность дросселя $Др_2$ и емкость конденсатора C образуют параллельный колебательный контур. При настройке его в резонанс с частотой питающей сети

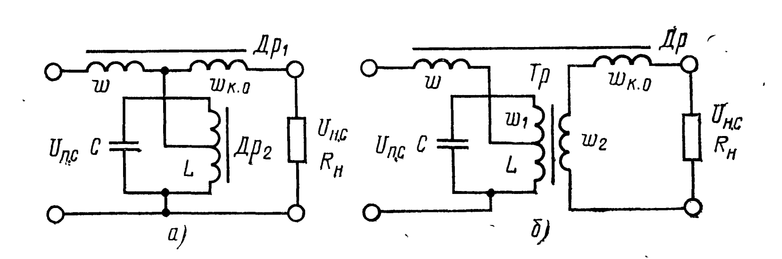


Рис. 5-7.

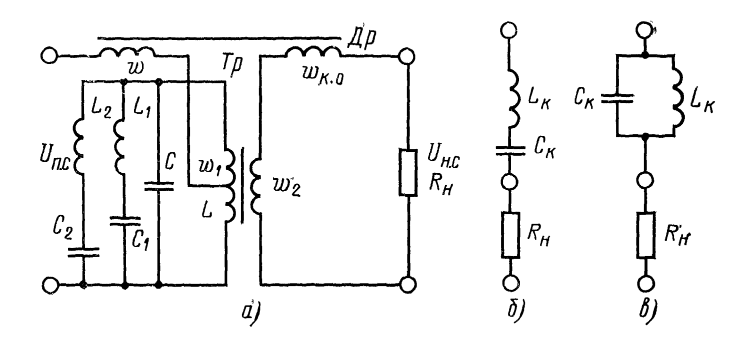


Рис. 5-8.

в обмотке создается ток намагничивания, в Q раз больший тока, потребляемого от сети (Q — добротность резонансного контура). Благодаря этому улучшается коэффициент мощности и повышается к. п. д. стабилизатора.

Вольт-амперные характеристики ненасыщенного дросселя $Др_1$ (*1*), колебательного контура (*2*) и суммарная (*3*) приведены на рис. 5-6,*б*. Результирующий ток в резонансном контуре равен геометрической сумме токов индуктивности I_L и емкости I_C, т.е. $I_р = I_L - I_C$. Точка *Д* соответствует резонансу, где результирующий ток равен нулю. Устойчивая работа стабилизатора возможна лишь в области, находящейся справа от точки *Д*. Левее точки *Д* на вольт-амперной характеристике имеется участок с отрицательным сопротивлением, вызывающий срыв режима стабилизации. Поскольку напряжение U_2 не является строго постоянным, то можно на дросселе $Др_1$ разместить компенсирующую обмотку $w_{к.о}$, которую включают встречно с U_2 в цепь нагрузки. Этим можно значительно увеличить коэффициент стабилизации схемы.

Феррорезонансные стабилизаторы напряжения переменного тока очень чувствительны к изменениям частоты питающей сети: при увеличении частоты сети на 1—2% выходное напряжение увеличивается на 2—3,5%, при уменьшении частоты — понижается. Практические схемы феррорезонансных стабилизаторов приведены на рис. 5-7,*а*, *б*. В схемах используется автотрансформаторное включение резонансного контура, что в ряде случаев позволяет уменьшить необходимую емкость конденсатора. Обычно такое включение применяется при больших выходных мощностях стабилизатора, когда оказывается затруднительно изготовить мощный дроссель с большой индуктивностью. В схеме рис. 5-7,*б* используется трансформаторное включение обмоток, позволяющее весьма просто получить любое выходное напряжение при соответствующем выборе коэффициента трансформации.

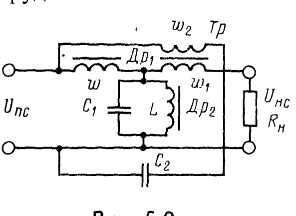


Рис. 5-9.

Для улучшения формы выходного напряжения феррорезонансных стабилизаторов включают высшие гармонические составляющие при помо-

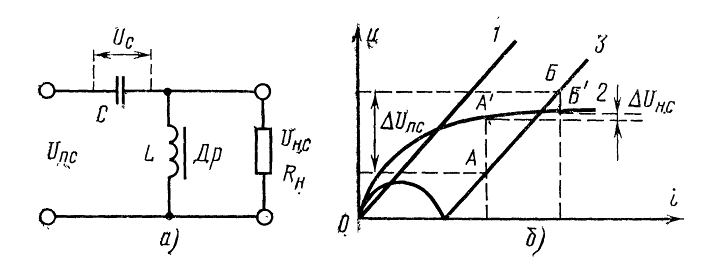


Рис. 5-10.

щи контуров, настроенных в резонанс с частотой соответствующей гармоники. В схеме рис. 5-8,*а* последовательные резонансные контуры для третьей (L_1, C_1) и пятой (L_2, C_2) гармоник включены параллельно основному резонансному контуру и на резонансной частоте этих гармоник закорачивают обмотку w_1 трансформатора *Тр*. Можно включать последовательный резонансный контур $L_к$, $C_к$, настроенный на частоту основной гармоники, последовательно с нагрузкой (рис. 5-8,*б*) или параллельный резонансный контур $L_к$, $C_к$, настроенный на частоту соответствующей высшей гармоники, последовательно с сопротивлением нагрузки $R_н$ (рис. 5-8,*в*).

В схеме стабилизатора, приведенной на рис. 5-9, высшие гармоники напряжения ослабляются цепочкой ООС, состоящей из обмотки w_2 трансформатора *Тр* и конденсатора C_2. Обмотка w_2 может одновременно выполнять функции компенсирующей обмотки.

Для питания маломощной РЭА применяются также феррорезонансные стабилизаторы напряжения переменного тока с резонансом напряжений. Простейшая схема такого стабилизатора с насыщенным дросселем приведена на рис. 5-10,*а*. Если предположить, что сопротивление нагрузки стабилизатора намного больше, чем реактивное сопротивление дросселя *Др*, то последовательный резонансный контур *L*, *C* можно считать почти ненагруженным и процессы в нем описывать при помощи вольт-амперных характеристик, приведенных на рис. 5-10,*б*. Вольт-амперная характеристика дросселя — нелинейная (кривая *2*). У конденсатора при настройке контура в резонанс (с обратным знаком) — линейная (кривая *1*). Кривая *3* является суммарной характеристикой схемы. При увеличении питающего напряжения основная его часть падает на конденсаторе *C* и лишь небольшая — на дросселе *Др*. Стабилизаторы с насыщенным дросселем применяются реже, чем с насыщенным трансформатором, причем последний обычно имеет несимметричный магнитопровод.

Феррорезонансные стабилизаторы с резонансом напряжения обладают теми же недостатками, что и стабилизаторы с резонансом тока.

Рассмотрим пример расчета стабилизатора напряжения переменного тока с резонансом тока (рис. 5-11). Такой стабилизатор

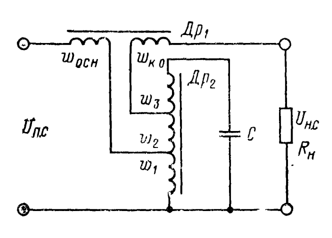


Рис. 5-11.

может поддерживать напряжение на нагрузке с точностью до $\pm 1\%$ при изменении питающего напряжения на $\pm 20\%$.

Исходными данными для расчета являются: $U_{п.с}$ — напряжение питающей сети, В; $U_{н.с}$ — выходное напряжение стабилизатора, В; $I_н$ — ток нагрузки, А; $f_с$ — частота питающего напряжения, Гц; $P_н$ — выходная мощность стабилизатора, Вт.

Расчет производится в следующей последовательности:

1. Сечение сердечника дросселя $Q_с$, см², выбирается по формуле

$$Q_с = 700 \sqrt{\frac{(2 \div 3)\, P_н}{f_с B_s j \eta_{др} 10^4}},$$

где B_s — индукция насыщения для выбранного магнитного материала, Т; j — допустимая плотность тока в обмотках, А/мм² (обычно значение j выбирают в пределах 2—4 А/мм², причем меньшее значение соответствует большей выходной мощности стабилизатора); $\eta_{др}$ — к. п. д. дросселя ($\eta_{др} = 0{,}8 \div 0{,}9$).

Выбрав тип сердечника, необходимо найти среднюю длину магнитной силовой линии сердечника $l_с$, см.

2. Емкость конденсатора C при выходной мощности стабилизатора до 100 В·А выбирается не менее 4—6 мкФ, а при мощности от 100 до 250 В·А — не менее 8 мкФ. Применять следует только бумажные или металлобумажные конденсаторы. Электролитические конденсаторы применять нельзя.

3. Общее число витков дросселя $Др_2$

$$w = \frac{3 \cdot 10^6}{f_с} \sqrt{\frac{l_с}{\mu C Q_с}},$$

где μ — магнитная проницаемость материала сердечника при выбранном значении магнитной индукции.

4. Числа витков обмоток дросселя $Др_2$:

$$w_1 = \frac{13{,}5 U_{п.с}}{f_с Q_с B_s} 10^2; \quad w_2 = \frac{22{,}5\,(U_{н.с} - 0{,}6 U_{п.с})}{f_с Q_с B_s} 10^2;$$

$$w_3 = w - (w_1 + w_2).$$

5. Диаметры проводов обмоток дросселя $Др_2$ (без изоляции), мм:

$$d_{w_1} = 1{,}5 \sqrt{I_н}\,; \quad d_{w_2} = 1{,}27 \sqrt{I_н}; \quad d_{w_3} = 1{,}13 \sqrt{I_н}\,.$$

6. Рабочее напряжение на конденсаторе, В:

$$U_C \geqslant 1{,}6\, U_{н.с} \frac{w}{w_1 + w_2}.$$

7. Диаметр провода основной обмотки $w_{осн}$ дросселя $Др_1$, мм (без изоляции)

$$d_{w_{осн}} = 1{,}8 \sqrt{\frac{P_н}{U_{п.с}}}.$$

8. Произведение площади окна $Q_{ок}$ на площадь сечения сердечника дросселя $Др_1$ $Q_с$, см⁴:

$$Q_{ок} Q_с = \frac{0{,}36 U_{п.с}\,(d'_{w_{осн}})^2}{f_с B_s} 10^2,$$

где $d'_{w_{осн}}$ — диаметр провода с изоляцией.

По этому произведению выбираем тип магнитопровода и материал сердечника для дросселя $Др_1$ (так же, как и для силовых трансформаторов).

9. Число витков основной обмотки дросселя

$$w_{осн}=\frac{18U_{п.с}}{f_c Q_c B_s}10^2.$$

10. Число витков компенсационной обмотки дросселя

$$w_{к.о}=0,2w_{осн}\frac{U_{н.с}}{U_{п.с}}.$$

11. Диаметр провода компенсационной обмотки дросселя $Др_1$, мм (без изоляции) $d_{w_{к.о}}=0,8\sqrt{I_н}$.

Сердечник дросселя $Др_1$ собирается с немагнитным зазором — полоской картона толщиной 1,5—2 мм. Настройку контура в резонанс с частотой сети f_c можно производить (только в сторону понижения частоты контура) добавочными конденсаторами, подключаемыми параллельно основному конденсатору.

5-2. Компенсационные магнитные и полупроводниковые стабилизаторы напряжения переменного тока

Компенсационные стабилизаторы напряжения переменного тока работают обычно от промышленной сети переменного тока синусоидальной формы. В некоторых схемах стабилизированных источников вторичного электропитания подобные стабилизаторы подключаются к выходу высокочастотного инвертора с прямоугольной формой напряжения.

В зависимости от типа регулирующего элемента различают магнитные, полупроводниковые (тиристорные, транзисторные и пр.) и магнитно-полупроводниковые стабилизаторы напряжения переменного тока. Магнитные и тиристорные регулирующие элементы, работающие в режиме переключения, позволяют создавать мощные и высокоэффективные стабилизирующие устройства. Однако им свойствен весьма существенный недостаток — стабилизированное выходное напряжение имеет искаженную форму, сильно отличающуюся от формы питающего напряжения. Для ряда радиоэлектронных устройств такая форма напряжения недопустима. Подключение к вы-

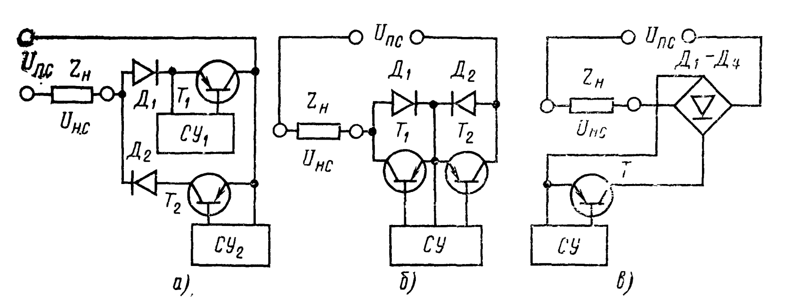


Рис. 5-12.

ходу стабилизатора фильтра, выделяющего первую гармонику выходного напряжения, приводит к увеличению массы и объема вторичного источника, снижению его к. п. д.

Неискаженную форму выходного напряжения переменного тока можно получить от стабилизатора в том случае, если его регулирующий элемент выполнить на транзисторах, работающих в режиме усиления (аналогично режиму работы в стабилизаторах напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием), и включить его последовательно с сопротивлением нагрузки. Подобные схемы транзисторных регулирующих элементов приведены на рис. 5-12. Цепи ООС на этом и последующих рисунках не показаны.

Регулирующий элемент на рис. 5-12,*а* выполнен на двух биполярных транзисторах T_1 и T_2 и двух диодах $Д_1$ и $Д_2$, включенных встречно параллельно. Ток нагрузки в течение половины периода протекает через один из транзисторов и включенный последовательно с ним диод (например, T_1 и $Д_1$). Во второй цепи в это время тока нет, так как диод $Д_2$ закрыт. В следующий полупериод открываются транзистор T_2 и диод $Д_2$, а диод $Д_1$ закрывается. Каждый из проводящих транзисторов поочередно представляет собой регулируемое активное сопротивление, на котором происходит падение части напряжения питания.

Схема управления транзисторами СУ может быть выполнена так же, как у стабилизаторов напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием, только на входе измерительного элемента следует включить схему выпрямления. Недостатком регулирующего элемента, приведенного на рис. 5-12,*а*, является необходимость двух схем управления с гальванически развязанными выходами.

Значительно чаще применяется регулирующий элемент, выполненный на двух последовательно и встречно включенных транзисторах T_1 и T_2 (рис. 5-12,*б*). Каждый из транзисторов шунтирован обратно включенным мощным диодом, соответственно рассчитанным на прохождение полного тока нагрузки в течение половины периода. Схема управления для этого регулирующего элемента значительно проще, чем для предыдущего, так как ее выходы имеют общий провод.

Регулирующий элемент стабилизатора, представленный на рис. 5-12,*в*, выполнен из мостовой выпрямительной схемы $Д_1$—$Д_4$, у которой в диагональ постоянного тока включен транзистор T. В диагональ переменного тока моста последовательно с источником питания $U_{п.с}$ включено сопротивление нагрузки $Z_н$. Схема управления в этом случае проще (может быть полностью использован стабилизатор напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием). Недостаток схемы регулирующего элемента (рис. 5-12,*в*) заключается в больших потерях мощности, поскольку ток нагрузки кроме регулирующего транзистора проходит еще через два последовательно включенных диода мостовой схемы.

Регулирующие элементы, выполненные по схемам на рис. 5-12, не вносят искажений в форму кривой стабилизируемого напряжения, однако к. п. д. схем такой же низкий, как и у подобных стабилизаторов напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием.

Компенсационные стабилизаторы напряжения переменного тока с магнитным регулирующим элементом, работающим в режиме переключения, находят широкое практическое применение и выполня-

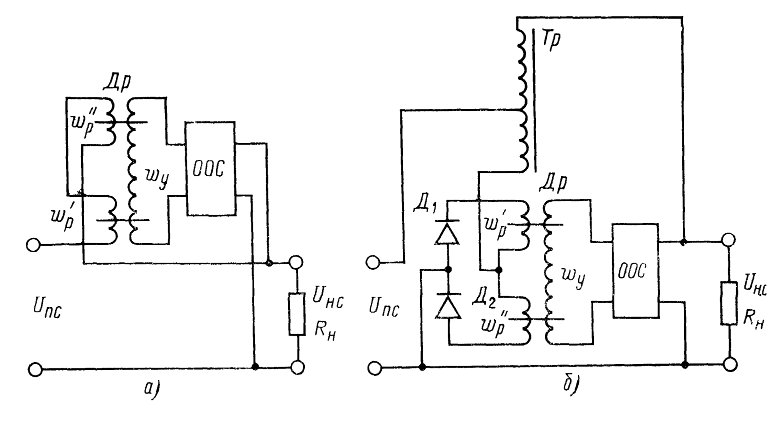


Рис. 5-13.

ются на мощности от десятков вольт-ампер до сотен киловольт-ампер. Применение магнитных регулирующих элементов позволяет существенно упростить схему управления стабилизатора, обеспечить высокую надежность работы, сравнительно просто обеспечить гальваническую развязку входных и выходных цепей стабилизатора. Применение полупроводниковых приборов в сочетании с магнитными элементами позволяет улучшить удельные показатели стабилизаторов. В качестве магнитных элементов обычно используются управляемые дроссели насыщения, трансформаторы (автотрансформаторы) с регулируемым подмагничиванием и магнитные усилители.

В простейшей схеме стабилизатора напряжения переменного тока, приведенной на рис. 5-13,*а*, рабочие обмотки $w'_р$ и $w''_р$ управляемого дросселя насыщения *Др* включены последовательно с сопротивлением нагрузки $R_н$. Изменение тока в управляющей обмотке $w_у$ дросселя приводит к изменению момента насыщения сердечника, т. е. изменению угла регулирования α. Таким образом происходит поддержание постоянства напряжения на сопротивлении нагрузки. Выходная мощность такого стабилизатора ограничена, так как через рабочие обмотки проходит полный ток нагрузки. Выходное напряжение в схеме всегда меньше напряжения питания $U_{п.с}$. Повысить выходное напряжение можно трансформатором или автотрансформатором, включенным последовательно с магнитным регулирующим элементом (рис. 5-13,*б*).

Схемы стабилизаторов с управляемыми дросселями насыщения обеспечивают сравнительно малый коэффициент стабилизации, имеют низкий к. п. д., большие массу и габариты, особенно при питании от сети переменного тока промышленной частоты.

Вместо управляемого дросселя насыщения в регулирующем элементе стабилизатора целесообразнее применять магнитный усилитель (МУ). Из большого многообразия схем магнитных усилителей в стабилизаторах находят применение магнитные усилители с самонасыщением (с внутренней ОС). Наличие ОС в МУ позволяет уменьшить его габариты, повысить коэффициент усиления по току и мощности. Поскольку выходным параметром МУ и биполярных транзисторов

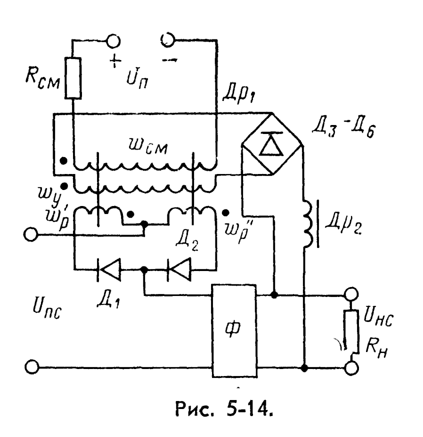


Рис. 5-14.

является ток, то для соединения этих элементов между собой не требуется дополнительных согласующих каскадов, а обмотка управления может включаться непосредственно в коллекторную цепь транзистора. Магнитные усилители с самонасыщением хорошо работают при высоких температурах окружающей среды, высокий коэффициент усиления обусловливает очень малые управляющие токи. В связи с этим их схемы управления оказываются сравнительно простыми (содержат один или два транзистора) и должны выполняться на кремниевых транзисторах с малыми значениями обратных коллекторных токов. Существенным недостатком схем с МУ является их значительная инерционность, что приводит к ухудшению быстродействия стабилизатора напряжения. Быстродействующие магнитные усилители отличаются от обычных МУ усложнением схемы и конструкции, увеличением массы и объема, существенным снижением коэффициента усиления по напряжению и мощности. Подобные МУ применяются главным образом в схемах управления тиристорных и транзисторных стабилизаторов.

В качестве примера на рис. 5-14 приведена одна из практических схем стабилизаторов напряжения переменного тока с регулирующим элементом, выполненным на магнитном усилителе $Др_1$. Рабочие обмотки МУ $w'_р$ и $w''_р$ подключены к питающему напряжению $U_{пс}$ последовательно с сопротивлением нагрузки $R_н$. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ создают цепь внутренней ОС, обеспечивающей самонасыщение МУ.

Для того чтобы полностью использовать линейный участок вольт-амперной характеристики $U_р=\varphi(I_у)$ магнитного усилителя, вводятся дополнительная обмотка смещения $w_{см}$ и соответствующий источник питания $U_п$. В выражении для характеристики имеем: $U_р$ — напряжение на рабочей обмотке МУ, $I_у$ — ток управления. Ток смещения устанавливается резистором $R_{см}$.

Фильтр $Ф$ в схеме на рис. 5-14 обеспечивает синусоидальную форму выходного напряжения переменного тока. В этом случае измерительный элемент схемы можно выполнить на дросселе насыщения $Др_2$. Для повышения точности стабилизации выходного напряжения этот дроссель должен иметь сердечник из магнитного материала с прямоугольной петлей гистерезиса и обладать малым индуктивным сопротивлением в области насыщения. Кроме того, значение индукции насыщения не должно зависеть от температуры окружающей среды. Наибольшую температурную стабильность индукции в области насыщения имеют пермаллои марки 34НКМП и 37НКДП (соответственно 0,035—0,045 и 0,02—0,03%/°С).

Схемы стабилизаторов напряжения переменного тока с полупроводниковыми приборами в регулирующем элементе чрезвычайно разнообразны и отличаются друг от друга типом этих приборов, схемой

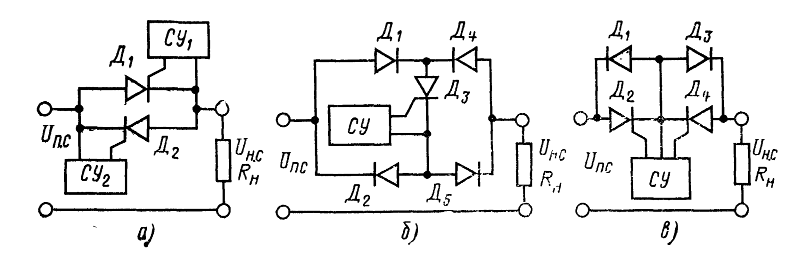


Рис. 5-15.

и местом включения регулирующего элемента, количеством регулирующих элементов в стабилизаторе, построением и схемами отдельных узлов цепи ООС. Полупроводниковые схемы стабилизаторов позволяют уменьшить инерционность регулирующего элемента до одного периода переключения. Кроме того, полупроводниковые стабилизаторы напряжения переменного тока существенно меньше по массе и габаритам, чем схемы с магнитными усилителями.

На рис. 5-15 представлены основные схемы полупроводниковых регулирующих элементов на тиристорах: схема со встречно-параллельным включением тиристоров (рис. 5-15,*а*), схема с одним тиристором, включенным в диагональ постоянного тока мостовой выпрямительной схемы (рис. 5-15,*б*), и схема с встречным включением тиристоров, шунтированных обратно включенными диодами (рис. 5-15,*в*). Форма выходного напряжения стабилизаторов с подобными регулирующими элементами при питании от напряжения переменного тока синусоидальной и прямоугольной формы приведена соответственно на рис. 1-6,*а* и *в*.

В схеме со встречно-параллельными вентилями $Д_1$ и $Д_2$, приведенной на рис. 5-15,*а*, ток нагрузки проходит только в течение части положительного для данного тиристора полупериода питающего напряжения $U_{п.с}$. Схема регулирующего элемента проста, имеет наименьшие габариты и массу, а также потери мощности. Однако на тиристоры действует значительное обратное напряжение, а для управления ими требуется две схемы с гальванически развязанными выходами.

В схеме на рис. 5-15,*б* с тиристором $Д_3$ в диагонали мостовой выпрямительной схемы на диодах $Д_1$—$Д_5$ ток нагрузки проходит через тиристор $Д_3$ каждый полупериод. В этой схеме содержится наибольшее число элементов, к. п. д. схемы наименьший, так как ток проходит через три последовательно соединенных вентиля (в один

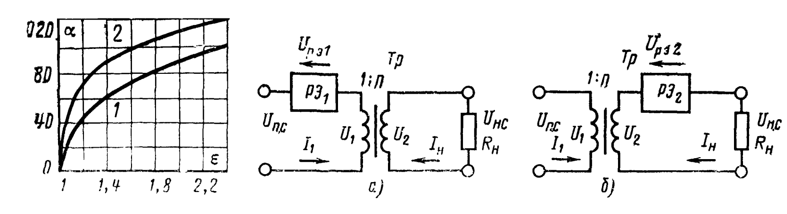


Рис. 5-16.

Рис. 5-17.

из полупериодов через $Д_1$, $Д_3$ и $Д_5$, в другой — через $Д_2$, $Д_3$ и $Д_4$). Однако для управления тиристором требуется сравнительно простая схема управления с одним выходом.

Регулирующий элемент, выполненный по схеме рис. 5-15,*в*, по своим показателям занимает промежуточное место между обоими рассмотренными выше схемами. В схемах на рис. 5-15,*б*, *в* могут быть использованы низковольтные тиристоры, так как к ним прикладывается очень малое обратное напряжение, равное падению напряжения на тиристоре при протекании через него прямого тока.

Здесь необходимо отметить, что схемы регулирующих элементов на транзисторах, приведенные на рис. 5-12, могут с успехом работать и в режиме переключения с фазовым управлением. По своим характеристикам эти регуляторы подобны соответствующим схемам на тиристорах (рис. 5-15), однако по диапазону выходных мощностей и токов транзисторные схемы значительно уступают тиристорным.

Необходимым условием работы стабилизатора напряжения является обеспечение постоянства напряжения на нагрузке при изменении напряжения питания от минимального $U_{п.с.мин}$ до максимального значения $U_{п.с.макс}$. На рис. 5-16 приведена зависимость требуемых значений угла регулирования α при стабилизации выходного напряжения по среднему значению (кривая *1*) и при стабилизации выходного напряжения по действующему значению (кривая *2*) в функции относительного значения напряжения питания ε, равного:

$$\varepsilon = \frac{U_{п.с}}{U_{п.с.мин}}.$$

При наличии на входе стабилизатора напряжения переменного тока трансформатора регулирующий элемент может быть включен как в первичную, так и во вторичную обмотки этого трансформатора (рис. 5-17). Для этих схем имеем следующие соотношения: $U_2 = nU_1$, $I_1 = nI_н$.

Расчетная мощность трансформатора для схемы, приведенной на рис. 5-17,*а*, равна $P'_р = U_{н\,с}I_н$, а для схемы на рис. 5-17,*б* — в ε раз больше: $P''_р = \varepsilon U_{н\,с}I_н$. Напряжения на регулирующих элементах $РЭ_1$ и $РЭ_2$ в рассматриваемых схемах соответственно равны:

$$U_{р.э1} = \frac{U_{н\,с}}{n}(\varepsilon - 1); \quad U_{р.э} = U_{н.с}(\varepsilon - 1).$$

Расчетная мощность регулирующего элемента $РЭ_1$ будет несколько большей, чем $РЭ_2$ за счет потерь в трансформаторе.

При изменении угла регулирования α тиристоров фаза потребляемого из питающей сети тока сдвигается во времени по отношению к фазе напряжения питания $U_{п.с}$. Это приводит к потреблению стабилизатором реактивной энергии от первичного источника, что в свою очередь вызывает уменьшение коэффициента мощности $\varkappa$ питающей сети, а также увеличивает расчетную мощность входного трансформатора.

Как уже отмечалось, выходное напряжение тиристорных стабилизаторов значительно отличается от синусоидального и содержит высшие гармоники, состав которых определяет выбор элементов сглаживающего выходного фильтра и режим работы нагрузки.

Амплитуда первой гармоники выходного напряжения стабилизатора может быть найдена из выражения

$$U_{m\text{н.с}(1)} = \frac{U_{m\text{н.с}}}{\pi} \sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha)\sin 2\alpha + \sin^2 \alpha}.$$

Соответствующее выражение для амплитуды высшей n-й гармоники ($n>1$) выходного напряжения тиристорного стабилизатора имеет вид:

$$U_{m\text{н.с}(n)} = \frac{2U_{m\text{н.с}}}{\pi(n^2 - 1)} \times$$

$$\times \sqrt{1 + n^2 \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha - 2(n \sin\alpha \sin n\alpha + \cos\alpha \cos n\alpha)},$$

где $U_{m\text{н.с}}$ — амплитудное значение выходного напряжения стабилизатора.

При сравнительно небольших пределах изменения питающего напряжения в стабилизаторах применяются схемы регулирующих элементов с вольтодобавочным напряжением (иначе, схемы со ступенчатым регулированием). Эти схемы характеризуются несколькими коммутирующими элементами, включающими и выключающими по отношению к нагрузке различные питающие напряжения в течение каждого из полупериодов. В качестве коммутирующих элементов могут быть использованы тиристорные (рис. 5-15), магнитные (рис. 5-13) или магнитно-тиристорные ключи.

Различные значения питающего напряжения обеспечиваются дополнительными обмотками или отводами входного трансформатора (автотрансформатора), причем коммутирующие элементы могут быть включены как со стороны питающего напряжения, так и со стороны нагрузки. Форма выходного напряжения стабилизатора тем более приближается к синусоидальной, чем больше использовано коммутирующих элементов в схеме. Одна из основных схем тиристорного стабилизатора с двумя регулирующими элементами приведена на рис. 5-18. Каждый из этих элементов выполнен по схеме со встречно-параллельным включением тиристоров ($Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$, $Д_4$), подсоединенных к отводам обмотки автотрансформатора *Тр*. Схемы управления тиристорами должны иметь гальванически развязанные выходы. Форма напряжения на выходе такого стабилизатора для случая питающего напряжения синусоидальной формы показана на рис. 1-6,*б*, а для случая питающего напряжения прямоугольной формы — на рис. 1-6,*д*.

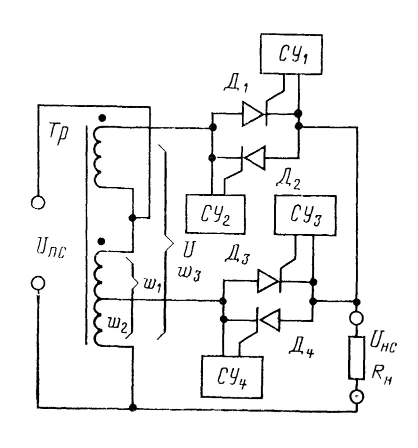


Рис. 5-18.

Работа тиристорного стабилизатора с двумя регулирующими элементами на активную нагрузку $R_н$ (рис. 5-18) происходит следующим

образом. Пусть в течение одного из полупериодов на обмотке w_2 автотрансформатора действует напряжение положительной относительно общего провода полярности. В этом случае на интервале времени $\omega t=0 \dots \alpha$ открывается тиристор $Д_3$ и к сопротивлению нагрузки прикладывается напряжение

$$U_{н.с}=U\frac{w_2}{w_3}=Un_1,$$

где U — напряжение на обмотке w_3; $n_1=w_2/w_3$ — коэффициент трансформации.

В момент времени $\omega t=\alpha$ при помощи управляющего сигнала открывается тиристор $Д_1$. К тиристору $Д_3$ прикладывается обратное напряжение

$$U_{обр}=U\frac{w_3-w_2}{w_3}=U(1-n_1),$$

которое запирает этот тиристор. На интервале времени $\omega t=\alpha \dots \pi$ к сопротивлению нагрузки прикладывается напряжение, равное $U_{н.с}=U$.

В следующий полупериод напряжение на обмотках w_2 и w_3 автотрансформатора будет иметь отрицательную полярность, поэтому сначала откроется тиристор $Д_4$, а затем $Д_2$.

Обмотка w_1 автотрансформатора, подключаемая к питающему напряжению $U_{п.с}$, должна иметь число витков в соответствии с выражением

$$w_1=\frac{U_{п.с\,макс}}{4{,}44B_mQ_cf_c},$$

где B_m — максимальное значение индукции в сердечнике автотрансформатора; Q_c — сечение его сердечника.

Для обеспечения постоянства выходного напряжения стабилизатора при изменении питающего напряжения от $U_{п.с.мин}$ до $U_{п.с.макс}$ число витков обмоток w_2 и w_3 должно выбираться из следующих соотношений:

$$w_2=\frac{U_{н.с}}{U_{п.с\,макс}}w_1;\quad w_3=\frac{U_{н.с}}{U_{п.с\,мин}}w_1.$$

Выходное напряжение тиристорного стабилизатора с двумя регулирующими элементами имеет значительно меньше гармоник, чем в схемах на рис. 5-15. Амплитуда первой гармоники выходного напряжения при активной нагрузке равна:

$$U_{mн.с(1)}=\frac{U_{mн.с}}{\pi}\times$$

$$\times\sqrt{(1-n_1)^2\sin^4\alpha+\left[\pi n_1+(1-n_1)\left(\pi-\alpha+\frac{\sin 2\alpha}{2}\right)\right]^2},$$

а амплитуда высших n-х гармоник ($n>1$) может быть определена из выражения

$$U_{m\,н.с\,(n)}=\frac{2U_{mн.с}(1-n_1)}{\pi(n^2-1)}\times$$

$$\times\sqrt{1+n^2\sin^2\alpha+\cos^2\alpha-2(n\sin\alpha\sin n\alpha+\cos\alpha\cos n\alpha)}.$$

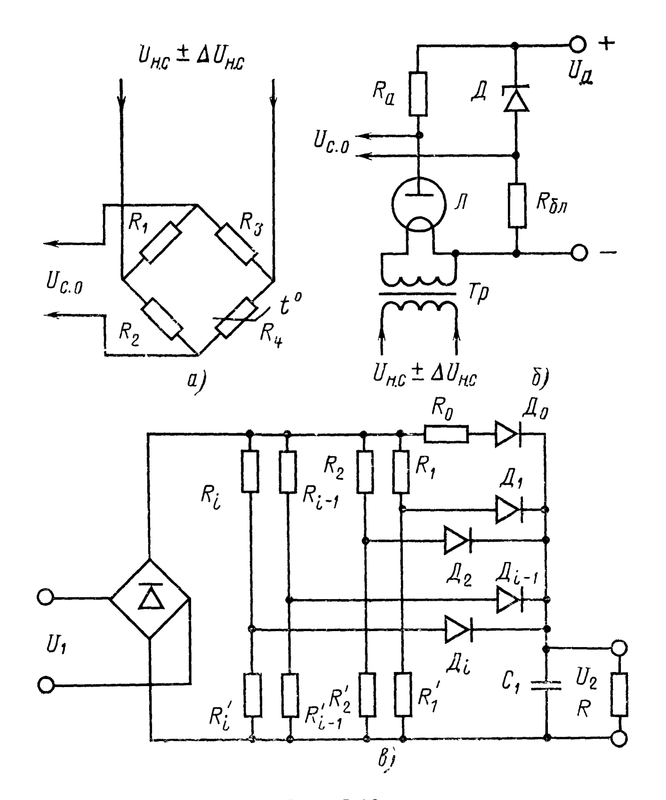


Рис. 5-19.

Рассмотрим кратко особенности работы основных функциональных элементов цепи ООС стабилизатора напряжения переменного тока.

Измерительные элементы в зависимости от их назначения реагируют на среднее, действующее или амплитудное значения напряжения переменного тока. При синусоидальной форме выходного напряжения можно осуществлять стабилизацию напряжения по любому из этих значений или по всем значениям одновременно. При несинусоидальной форме напряжения измерительный элемент может следить (и соответственно обеспечивать стабилизацию) только по одному из перечисленных выше значений выходного напряжения.

Стабилизацию действующего значения выходного напряжения можно осуществить при использовании в измерительном элементе приборов, работа которых определяется тепловыми процессами. Для этого обычно используется мостовой измерительный элемент, три плеча которого представляют собой активные линейные сопротивления R_1, R_2 и R_3, а четвертое — активное нелинейное сопротивление R_4 (рис. 5-19,*а*).

В качестве нелинейного сопротивления применяются термосопротивления или лампы накаливания. Параметры схемы выбираются таким образом, чтобы при заданном выходном напряжении мостовая схема была сбалансирована и сигнал ошибки $U_{с.о}$ на ее выходе равен нулю. При отклонении выходного напряжения $U_{н.с}$ от заданного значения на $\pm\Delta U_{н.с}$ баланс моста нарушается и на его выходе появляется сигнал ошибки $U_{с.о}$, пропорциональный $\Delta U_{н.с}$, а фаза сигнала ошибки зависит от знака отклонения. Затем сигнал $U_{с.о}$ поступает на вход усилителя. Источник опорного напряжения в подобных измерительных элементах может отсутствовать.

Для повышения чувствительности измерительного элемента можно применить два однотипных нелинейных сопротивления, включенных в противоположные плечи мостовой схемы, или два нелинейных сопротивления разных типов, включенных в соседние плечи моста. Применение термисторов в мостовых измерительных элементах позволяет получить сравнительно высокую чувствительность схемы. Однако параметры термистора сильно зависят от температуры окружающей среды, поэтому приходится вводить в схему элементы термокомпенсации.

В качестве нелинейного сопротивления в плечо моста может быть включен электровакуумный диод с вольфрамовым катодом прямого накала. Диод работает в режиме насыщения, при котором анодный ток в лампе практически зависит не от напряжения на аноде, а только от напряжения накала. Подобная схема измерительного элемента приведена на рис. 5-19,*б*. В этой схеме имеется также источник опорного напряжения на кремниевом стабилитроне *Д*. Так как температура катода диода *Л* всегда достаточно высокая, то температура окружающей среды практически не оказывает никакого влияния на его характеристики. Дрейф выходного напряжения может наблюдаться в результате старения катода диода. Для его компенсации в цепь накала можно включить регулируемый резистор.

Схема измерительного элемента с электровакуумным диодом обеспечивает более точное измерение действующего значения напряжения, однако отличается большой инерционностью работы.

В ряде случаев к стабилизатору напряжения переменного тока не предъявляется жестких требований в отношении стабильности, но зато требуется обеспечение надежной работы, длительного срока службы, простоты схемы. В этом случае применяются измерительные элементы, не содержащие электровакуумных приборов и ламп накаливания. Одна из таких схем приведена на рис. 5-19,*в*.

Принцип действия схемы основан на том, что мгновенное значение тока, заряжающего интегрирующую емкость C_1, и мгновенное значение напряжения на входе схемы связаны между собой квадратичным законом $i=kU^2_1$, где k — коэффициент пропорциональности. Точнее, схема воспроизводит кусочно-линейную аппроксимацию этого закона. Точность такой аппроксимации будет тем выше, чем больше введено звеньев квадратора R_i, R'_i, $Д_i$, где i — число таких звеньев. Выпрямленное напряжение U_2 на выходе пропорционально действующему значению входного напряжения U_1 измерительной схемы и не зависит от изменения формы кривой напряжения U_1. Напряжение измерительной схемы U_2 затем сравнивается с опорным напряжением, а их разность — сигнал ошибки — поступает на вход усилителя.

Для стабилизации среднего значения выходного напряжения переменного тока используют измерительные элементы, питаемые выпрямленным напряжением. В этом случае необходим источник опорного напряжения.

Находят применение и измерительные элементы релейного действия, срабатывающие в том случае, если выходное напряжение достигает или превышает заданное значение порогового напряжения. Таким элементом является, например, дроссель насыщения *Др*$_2$ в схеме на рис. 5-14.

Насыщающиеся дроссели, феррорезонансные стабилизаторы напряжения, а также полупроводниковые и магнитно-полупроводниковые стабилизаторы используются в качестве источников опорного напряжения. Опорное напряжение, как правило, зависит от изменения значения, формы кривой, частоты питающего напряжения переменного тока, а также температуры окружающей среды. Это приводит к снижению стабильности выходного напряжения. Для компенсации изменений опорного напряжения в схему стабилизатора дополнительно вводятся элементы компенсации (трансформаторы, дополнительные обмотки, резисторы и пр.).

В качестве усилителей сигнала ошибки применяются полупроводниковые схемы или магнитные усилители. Последние хотя и приводят к увеличению массы и объема усилителя, однако сокращают число элементов схемы управления, повышают надежность ее работы, позволяют весьма просто осуществить гальваническую развязку входной и выходной цепей стабилизатора.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

СТАБИЛИЗАЦИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

6-1. Нестабилизированные транзисторные и тиристорные преобразователи напряжения постоянного тока

Полупроводниковые преобразователи напряжения постоянного тока в переменный или постоянный ток — инверторы и конвертеры являются статическими устройствами. В отличие от электромашинных и вибрационных преобразователей в них отсутствуют движущиеся или трущиеся элементы, что обеспечивает высокую надежность, долговечность, устойчивость к различным климатическим и механическим воздействиям. Применение транзисторов и тиристоров в режиме переключения позволяет создавать схемы преобразователей напряжения с высоким к. п. д., малыми объемом и массой.

В настоящее время известно большое количество разнообразных по построению и принципу действия схем инверторов и конверторов, предназначенных для различных условий работы. Поскольку преобразователи напряжения постоянного тока являются составной частью многих стабилизированных источников вторичного электропитания, то в данном разделе приводится краткая характеристика их основных схем, отмечаются особенности работы и области возможного применения.

Транзисторные преобразователи напряжения в настоящее время выполняются на выходные мощности от долей до нескольких сотен ватт. Тиристоры позволяют создавать преобразовательные устройства с выходной мощностью в десятки и более киловатт.

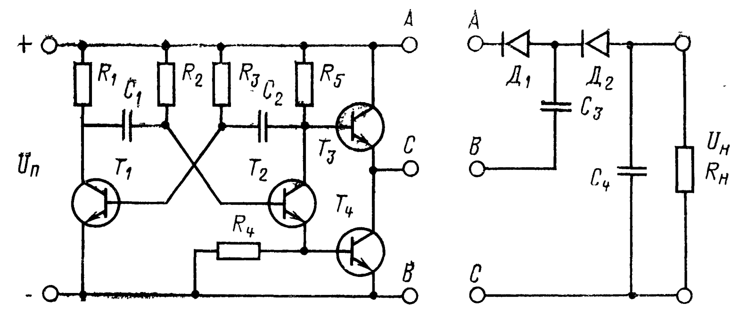


Рис. 6-1.

Следует отметить, что частотные свойства транзисторов значительно лучше, чем тиристоров. Это позволяет повысить частоту преобразования в транзисторных инверторах до нескольких десятков килогерц и тем самым значительно улучшить их удельные показатели.

Поскольку транзисторные инверторы находят очень большое практическое применение, то в данном разделе им уделено основное внимание.

По способу возбуждения колебаний транзисторные инверторы подразделяют на инверторы с самовозбуждением (автогенераторы) и инверторы с независимым возбуждением (усилители мощности, управляемые маломощным задающим генератором). Инверторы с независимым возбуждением обычно применяются при выходных мощностях более 50—100 Вт или при изменяющейся в процессе работы нагрузке, когда она оказывает заметное влияние на режим работы автогенератора.

Нагрузка может подключаться к выходу инвертора непосредственно, через автотрансформатор или трансформатор. Последний способ применяется чаще всего, так как выходной трансформатор позволяет упростить схему инвертора, получить любое количество выходных цепей с различными значениями напряжений, обеспечить гальваническую развязку входных и выходных цепей источника вторичного электропитания. Однако в инверторах выходной трансформатор занимает большую часть объема и массы устройства. Миниатюризацию трансформаторов можно осуществить за счет улучшения магнитных свойств материала сердечника, выбора оптимальной конструкции трансформатора и его магнитопровода, повышения частоты преобразования.

Бестрансформаторные схемы транзисторных преобразователей напряжения при выходных мощностях до 1—3 Вт оказываются меньше по объему и массе, чем трансформаторные схемы той же мощности. К недостаткам бестрансформаторных схем следует отнести невозможность регулировки и точной установки значений выходного напряжения, наличие общего провода между входной и выходной цепью, невозможность получения большого числа выходных цепей с различными значениями напряжений.

На рис. 6-1 представлена бестрансформаторная схема конвертера, выполненная на обычном мультивибраторе с *RC*-связями (транзисторы T_1, T_2). На выходе мультивибратора включены тран-

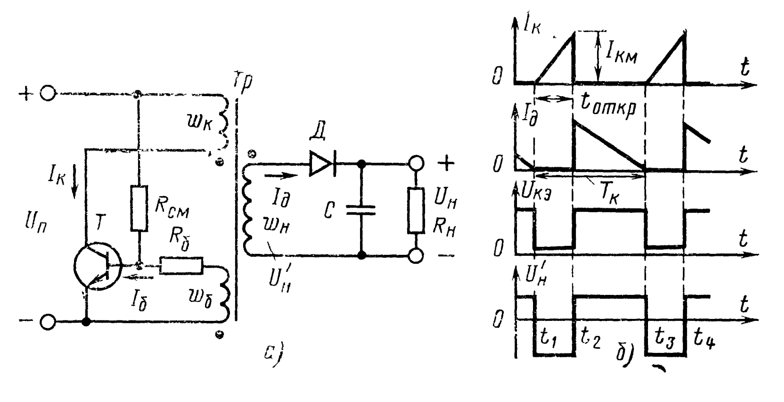


Рис. 6-2.

зисторы T_3 и T_4 усилительного каскада. Различное подключение схемы выпрямления с удвоением напряжения к выходу мультивибратора позволяет получать относительно общего провода питания как положительное (соединены точки A и B, C и C, B и A), так и отрицательное (соединены точки A и A, C и C, B и B) выходное напряжение. Подобные схемы преобразователей напряжения с выходным напряжением постоянного и переменного тока находят применение в маломощных портативных радиоэлектронных устройствах, не требующих высокого к. п. д. источника вторичного электропитания.

В зависимости от режима работы выходного трансформатора различают однотактные и двухтактные схемы инверторов и конвертеров. Однотактные инверторы с выходом на переменном токе практического применения не получили из-за несимметричной формы выходного напряжения, а также ряда других недостатков, которые будут отмечены ниже.

Однотактные схемы с выходным напряжением постоянного тока применяются при сравнительно малых значениях выходной мощности (от долей до нескольких ватт) и невысоких требованиях к качеству выходного напряжения. С увеличением выходной мощности к. п. д. однотактных преобразователей напряжения резко снижается. Основными достоинствами однотактных схем являются их простота, малое количество элементов, небольшая стоимость, высокая надежность в работе.

К недостаткам схем следует отнести большие габариты и массу сглаживающего фильтра, влияние сопротивления нагрузки на режим работы схемы, наличие постоянной составляющей тока в первичной обмотке трансформатора, вызывающей подмагничивание сердечника (из-за этого в сердечнике трансформатора предусматривается немагнитный зазор, что в конечном счете приводит к увеличению габаритов трансформатора).

В простейшей схеме однотактного конвертера (рис. 6-2,*а*) при подаче напряжения питания $U_п$ через транзистор T начинает протекать обратный ток $I_{КЭ}$. Резистор смещения $R_{см}$ способствует возбуждению колебаний за счет увеличения тока $I_{КЭ}$. Коллек-

торный ток $I_К$, проходя через обмотку $w_к$, вызывает нарастание магнитного потока в сердечнике трансформатора $Тр$, при этом в обмотках $w_б$ и $w_н$ наводится э. д. с. Обмотка положительной ОС $w_б$ подключена к транзистору таким образом, что протекающий в ней ток $I_Б$ способствует открыванию транзистора. Значение тока $I_Б$ устанавливается резистором $R_б$.

Ток в коллекторной цепи нарастает по линейному закону (рис. 6-2, *б*) до значения $I_{mК}=h_{21Э}I_Б$, после чего транзистор выходит из режима насыщения. При открытом состоянии транзистора выпрямительный диод $Д$ выходной цепи закрыт напряжением $U'_н$ обмотки $w_н$, что обеспечивает отключение нагрузки от конвертера. Подобные схемы называются схемами с обратным включением диода.

Выход транзистора $Т$ из режима насыщения сопровождается увеличением напряжения на коллекторе, уменьшением скорости нарастания коллекторного тока и магнитного потока в сердечнике трансформатора, что в конечном счете приводит к смене полярности э. д. с. во всех обмотках. На этом интервале напряжение обмотки $w_б$ будет способствовать закрыванию транзистора. Когда напряжение $U'_н$ обмотки $w_н$ превысит напряжение на конденсаторе фильтра $С$, диод $Д$ откроется и начнется передача энергии, накопленной в индуктивности трансформатора, в нагрузку $R_н$. По мере заряда конденсатора $С$ ток диода $I_д$ уменьшается по линейному закону до нуля, после чего диод $Д$ закрывается. Поскольку в этот момент магнитный поток перестает изменяться, э. д. с. во всех обмотках трансформатора становится равной нулю, после чего изменяет полярность. Далее описанный выше процесс переключения повторяется.

Число витков коллекторной обмотки $w_к$ находят из выражения

$$w_к=\frac{U_п t_{откр}}{\Delta B_m Q_c},$$

предварительно задавшись длительностью открытого состояния транзистора $t_{откр}$(с), значением изменения индукции ΔB_m (Т) в магнитопроводе трансформатора, имеющим сечение Q_c (см^2).

Базовый ток транзистора равен:

$$I_Б=\frac{U_б-U_{ЭБ\,нас}}{R_б},\quad где\quad U_б\approx U_п\frac{w_б}{w_к}.$$

Напряжение на переходе коллектор — база закрытого транзистора не должно превышать максимально допустимого значения:

$$U_{КБ}=U_п+\frac{w_к}{w_н}(U_н+U_{пр})\left(1+\frac{w_б}{w_к}\right)<U_{КБ\,макс}.$$

Установившееся напряжение на нагрузке

$$U_н\approx U_п\frac{w_н}{w_к}.$$

К закрытому диоду $Д$ прикладывается обратное напряжение

$$U_{обр}=U_н+U_п\frac{w_н}{w_к}.$$

Длительность открытого состояния транзистора T определяется допустимой амплитудой коллекторного тока $I_{m\text{К}}$, индуктивностью обмотки $w_\text{к}$, напряжением питания $U_\text{п}$ и не зависит от сопротивления нагрузки. Длительность закрытого состояния транзистора зависит от емкости конденсатора C и сопротивления нагрузки. Поскольку длительности этих этапов не равны друг другу, то применение здесь двухполупериодных схем выпрямления нецелесообразно. Характерной особенностью схемы является зависимость выходного напряжения от сопротивления нагрузки. Это свойство используется в однотактных конвертерах для получения очень больших выходных напряжений (несколько десятков киловольт) при малой мощности в нагрузке и небольшом напряжении питания.

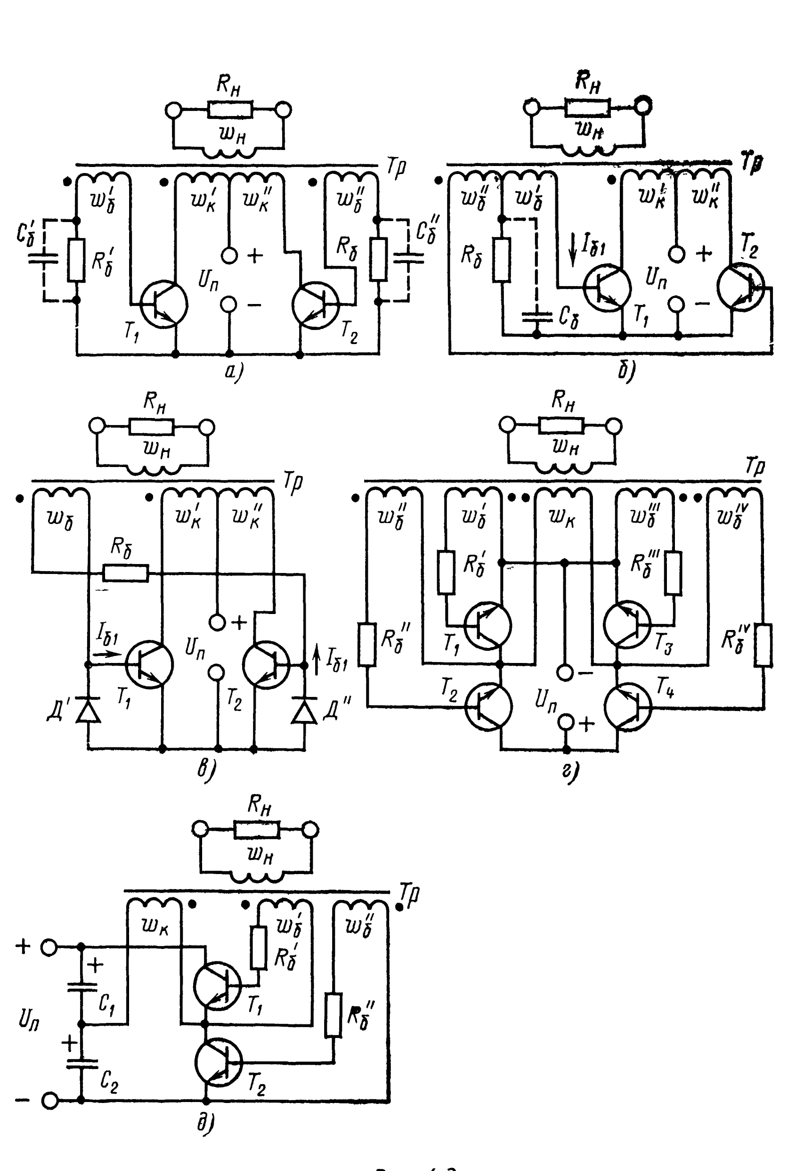
Однотактный конвертер с прямым включением диода $Д$ (открывающегося при открытом состоянии транзистора T) позволяет получить выходную мощность в два раза большую, чем в предыдущей схеме. Однако схема с прямым включением диода применяется редко из-за больших перенапряжений, возникающих на обмотках трансформатора и на транзисторе при его закрывании.

Двухтактные схемы транзисторных преобразователей напряжения постоянного тока находят очень широкое применение в источниках вторичного электропитания. Двухтактные транзисторные инверторы с самовозбуждением по принципу работы условно подразделяются на инверторы с насыщающимся выходным трансформатором и инверторы с ненасыщенным выходным трансформатором, у которых маломощный коммутирующий элемент включается в базовые цепи транзисторов.

Наиболее известной и в свое время широко распространенной схемой инвертора с насыщающимся выходным трансформатором является схема Ройера (рис. 6-3,*а*). Основными элементами схемы являются транзисторы T_1 и T_2 и трансформатор $Тр$. Резисторы $R'_\text{б}$, $R''_\text{б}$ устанавливают базовый ток $I_\text{Б}$ транзисторов. Процесс возбуждения колебаний в схеме инвертора происходит (в упрощенном виде) следующим образом. При подаче на схему напряжения питания $U_\text{п}$ через оба транзистора начинают протекать обратные токи $I_\text{КЭ}$. Проходя через коллекторные обмотки $w'_\text{к}$ и $w''_\text{к}$ трансформатора эти токи создают в его магнитопроводе направленные встречно магнитные потоки. При полной идентичности параметров транзисторов, симметрии схемы и магнитных характеристик сердечника трансформатора суммарный магнитный поток равен нулю и автоколебания в схеме не возникнут. Однако в практических схемах такой идентичности никогда не бывает. Для увеличения несимметрии в схему вводят специальные цепи запуска (о них подробнее будет сказано позже).

Из-за несимметрии коллекторный ток одного из транзисторов (например, T_1 в схеме на рис. 6-3,а) будет несколько больше, чем в другом (T_2). Разность этих токов создает в магнитопроводе трансформатора магнитный поток, при этом на всех обмотках наводится э. д. с. Базовые обмотки $w'_\text{б}$ и $w''_\text{б}$ подключены таким образом, что одна из них способствует увеличению коллекторного тока в транзисторе T_1, а вторая — закрыванию T_2. В результате переходного процесса T_1 переходит в режим насыщения, а T_2 — в режим отсечки.

В этом случае $I_\text{Кнас} = I_\text{Бнас} h_{21\text{Э}}$, где $I_\text{Бнас}$ — базовый ток, обеспечивающий насыщение транзистора.



Rн
wн
Tр
w'б
w'к
w''к
w''б
C'б
R'б
Rб
C''б
Uп
+
−
T1
T2
а)
б)
Iб1
Cб
в)
Д'
Д''
г)
T3
T4
wк
w'''б
wIVб
R'''б
RIVб
R''б
д)
C1
C2

Рис. 6-3.

Ряд параметров биполярных транзисторов, в том числе и коэффициент передачи тока $h_{21Э}$, имеет большой технологический разброс, а также зависит от температуры окружающей среды и режима работы транзистора. Для того чтобы обеспечить режим насыщения транзисторов в самых тяжелых условиях работы инвертора (при минимально возможных значениях $h_{21Э}$ для выбранного типа транзисторов), базовый ток транзисторов выбирают из условия

$$I'_{\text{Бнас}} = K_{\text{нас}} \frac{I_{\text{Кнас}}}{h_{21\,\text{Э мин}}},$$

где $K_{\text{нас}}$ — коэффициент насыщения транзистора (обычно задают $K_{\text{нас}}=1{,}2 \div 1{,}5$).

Идеализированные временные диаграммы токов транзистора, коллекторного напряжения и магнитного потока в сердечнике выходного трансформатора приведены на рис. 6-4.

В течение каждого рабочего полупериода магнитный поток Φ в сердечнике трансформатора изменяется до тех пор, пока не достигнет потока насыщения $+\Phi_s$ (или $-\Phi_s$). В этом случае сопротивление коллекторной цепи резко уменьшается, а коллекторный ток транзистора T_1 возрастает до $I_{m\text{К}}$, при котором перестает выполняться условие насыщения транзистора

$$I_{m\text{К}} > I'_{\text{Бнас}} h_{21\,\text{Эмакс}} \frac{1}{K_{\text{нас}}},$$

где $h_{21\,\text{Э макс}}$ — максимально возможное значение коэффициента передачи тока для выбранного типа транзистора в заданном режиме работы и условиях эксплуатации.

Поскольку у транзистора $\frac{h_{21\,\text{Эмакс}}}{h_{21\,\text{Эмин}}} \gg 1$ (обычно 3 — 8), то ток $I_{m\text{К}}$ оказывается намного больше, чем $I_{\text{К.нас}}$. Выбор транзисторов для инвертора следует производить, исходя из условия $I_{m\text{К}} < I_{\text{К макс}}$ (т. е. в режиме насыщения транзисторы плохо используются по току).

В момент выхода транзистора T_1 из насыщения изменение магнитного потока прекращается и э. д. с. всех обмоток становится равной нулю, что тотчас же приводит к уменьшению коллекторного тока открытого транзистора. При изменении полярности э. д. с. на обмотках трансформатора напряжение обмотки $w'_б$ будет уже способствовать дальнейшему уменьшению коллекторного тока транзистора T_1, т. е. его закрыванию, а напряжение обмотки $w''_б$ — открыванию транзистора T_2.

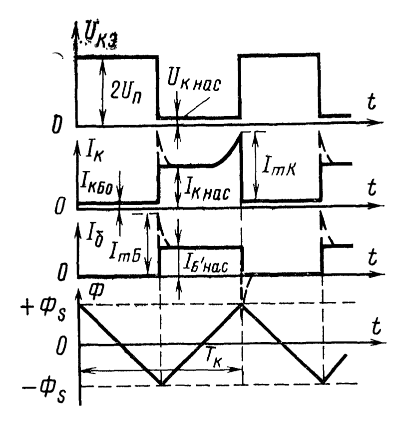


Рис. 6-4.

Далее описанный выше процесс переключения повторяется.

Задаваясь значениями частоты переключения инвертора $f_к$ (Гц), индукции насыщения трансформатора B_s (Т) и сечения его сердечника Q_c (см²), можно определить числа витков коллекторных обмоток $w'_к$ и $w''_к$:

$$w'_к = w''_к = \frac{U_п \cdot 10^4}{4 B_s Q_c f_к}.$$

Сопротивление базовых резисторов $R'_б$, $R''_б$ определяется из выражения

$$R'_б = R''_б = \frac{U_б - U_{ЭБнас}}{I'_{Бнас}}.$$

Напряжение $U_б$ на каждой из базовых обмоток инверторов должно быть выбрано так, чтобы выполнялись условия

$$U_б < U_{ЭБмакс}; \quad R'_б = R''_б \geqslant r_б.$$

Необходимо также учитывать, что слишком большое напряжение $U_б$ приводит к росту потерь мощности в базовых цепях транзисторов.

По выбранному напряжению $U_б$ и заданному напряжению на нагрузке $U_н$ определяется число витков обмоток $w'_б$, $w''_б$ и $w_н$ трансформатора Tp:

$$w'_б = w''_б = w'_к \frac{U_б}{U_п - U_{КЭнас}}; \quad w_н = w'_к \frac{U_н}{U_п - U_{КЭнас}}.$$

В режиме насыщения коллекторный ток $I_{Кнас}$ транзисторов определяется выходной мощностью $P_н$, напряжением питания $U_п$ и к. п. д. трансформатора $\eta_{тр} \approx 0{,}8 \div 0{,}95$:

$$I_{Кнас} = \frac{P_н}{\eta_{тр}(U_п - U_{КЭнас})}.$$

Схема инвертора на рис. 6-3,*б* отличается от рассмотренной выше схемы одним общим базовым резистором $R_б$, через который в течение каждого из полупериодов протекает базовый ток одного из транзисторов T_1 или T_2. Наряду с уменьшением числа элементов в схеме здесь наблюдается несколько меньшая длительность фронтов переключения, так как в базовом токе открывающегося транзистора можно видеть значительный всплеск тока до значения $I_{mБ}$ (рис. 6-4, пунктир), способствующий более быстрому переключению транзистора и обусловленный проявлением инерционных свойств у биполярных транзисторов.

Если инвертор выполнен на сплавных низкочастотных транзисторах типа П210, П214—П217 и др., а частота переключения относительно невелика (1—5 кГц), то длительность фронтов переключения и мощность, рассеиваемую в транзисторах при переключении, можно уменьшить, включив блокирующие конденсаторы $C_б$ параллельно каждому из базовых резисторов $R_б$ (эти конденсаторы показаны на рис. 6-3,*а*, *б* пунктиром).

В моменты включения и выключения транзисторов эти конденсаторы обеспечивают всплески базового тока, которые и спо-

собствуют более быстрому переключению транзисторов. Емкость конденсатора $C_б$ выбирается из условия

$$C_б \leqslant \frac{T_к}{2R_б}.$$

и обычно составляет 0,5—2 мкФ.

В схемах инверторов, выполненных на высокочастотных транзисторах с малыми значениями времени переключения, блокирующие конденсаторы, как правило, не применяются.

В схеме инвертора, приведенной на рис. 6-3,*в*, имеется только одна базовая обмотка $w_б$ и один резистор $R_б$. Сопротивление резистора $R_б$ определяется из выражения

$$R_б = \frac{U_б - U_{ЭБнас} - U_{пр}}{I'_{Бнас}}.$$

Базовый ток открытого транзистора (например, T_1), создаваемый напряжением $U_б$ обмотки $w_б$, протекает по цепи, образованной переходом эмиттер — база T_1, диодом $Д''$ и резистором $R_б$. Падение напряжения $U_{пр}$ на диоде $Д''$ является запирающим для транзистора T_2. В следующий полупериод откроется транзистор T_2, а T_1 будет закрыт прямым напряжением диода $Д'$ при протекании через него базового тока T_2. В качестве диодов $Д'$ и $Д''$ следует использовать маломощные импульсные диоды (один или два, включенные последовательно).

Мостовая схема инвертора (рис. 6-3,*г*) содержит в два раза большее число транзисторов, чем схемы, приведенные на рис. 6-3,*а, б, в*. Достоинство этой схемы заключается в том, что она может работать от источника питания с более высоким напряжением, поскольку напряжение на коллекторе закрытого транзистора равно напряжению питания, в то время как в предыдущих схемах это напряжение равно удвоенному напряжению питания.

Другим достоинством мостовой схемы является возможность подключения нагрузки без трансформатора (непосредственно к коллекторам транзисторов T_1 и T_3). Это позволяет значительно уменьшить мощность трансформатора *Тр*, его массу и объем. Инвертор, выполненный по мостовой схеме, имеет меньший к. п. д., так как в этой схеме на переходах коллектор — эмиттер открытых транзисторов и в их базовых цепях рассеивается вдвое большая мощность.

Существенным недостатком мостовой схемы является возможность появления «сквозных» токов. Это явление особенно заметно в том случае, когда время включения и выключения транзисторов значительно меньше времени рассасывания избыточного заряда неосновных носителей в областях их баз. Полное открывание транзистора T_1 может произойти в тот момент, когда в транзисторе T_2 происходит процесс рассасывания и его сопротивление также мало. В этом случае в цепи питания инвертора возникает режим, близкий к короткому замыканию источника питания $U_п$. Ток, протекающий через транзисторы T_1 и T_2, достигает недопустимо больших значений, резко возрастает рассеиваемая в транзисторах мощность.

Простейшие способы устранения режима «сквозных» токов состоят в увеличении времени включения транзисторов (например,

с помощью индуктивности, включенной последовательно в цепь питания инвертора). Инверторы с самовозбуждением по мостовым схемам выполняются сравнительно редко.

Полумостовой инвертор (рис. 6-3,*д*) может быть получен из мостовой схемы заменой последовательно соединенных транзисторов T_3 и T_4 емкостным делителем напряжения C_1, C_2. Каждый из конденсаторов заряжается во время работы до напряжения, равного половине напряжения питания. При поочередном открывании транзисторов эти конденсаторы разряжаются на сопротивление нагрузки, а к обмотке $w_к$ прикладывается напряжение, равное $0{,}5U_п$. Емкость конденсаторов должна быть достаточно большой для того, чтобы во время работы напряжение на конденсаторах изменялось незначительно, т. е. чтобы переменная составляющая напряжения на каждом конденсаторе не превышала ее максимально допустимого значения для данной рабочей частоты переключения инвертора.

В мощных полумостовых инверторах для этой цели приходится использовать электролитические конденсаторы большой емкости, которые в ряде случаев могут превосходить по объему и массе соответствующие транзисторы мостовой схемы инвертора. Благодаря своим преимуществам — меньшему коллекторному напряжению, чем в схемах инверторов на рис. 6-3,*а, б, в*, и меньшему количеству транзисторов, чем в схеме инвертора на рис. 6-3,*г*, — полумостовая схема инвертора находит применение в бестрансформаторных стабилизированных источниках вторичного электропитания, где питание инвертора осуществляется непосредственно выпрямленным напряжением промышленной сети переменного тока 127—380 В.

Схемы инверторов с насыщающимся выходным трансформатором находят широкое применение из-за их простоты, легкости в изготовлении и налаживании. При повышенных частотах коммутации транзисторные инверторы с насыщающимся выходным трансформатором неэффективны: искажается форма выходного напряжения, резко возрастают потери мощности, уменьшается к. п. д. схемы, транзисторы плохо используются по току. В настоящее время подобные инверторы применяются в основном как маломощные задающие генераторы, работающие на частотах переключения не выше 1—3 кГц.

Для работы с высокой частотой переключения используются и н в е р т о р ы с н е н а с ы щ е н н ы м в ы х о д н ы м т р а н с ф о р м а т о р о м и маломощным коммутирующим элементом в базовых цепях транзисторов, выполненные по схемам с самовозбуждением и с независимым возбуждением. Коммутирующие элементы обеспечивают начало регенеративного процесса переключения раньше, чем произойдет насыщение сердечника выходного трансформатора На рис. 6-5 приведены основные схемы самовозбуждающихся инверторов с ненасыщенным выходным трансформатором.

В схеме инвертора на рис. 6-5,*а* коммутирующим элементом является маломощный трансформатор Tp_2, сердечник которого выполнен из магнитного материала с прямоугольной петлей гистерезиса. Первичная обмотка w_1 трансформатора Tp_2 через токоограничивающий резистор $R_{огр}$ может быть подключена либо к коллекторам транзисторов T_1 и T_2 инвертора (точка A соединена с A_1, а точка $Б$ с $Б_1$), либо к отдельной обмотке обратной связи $w_{о.с}$

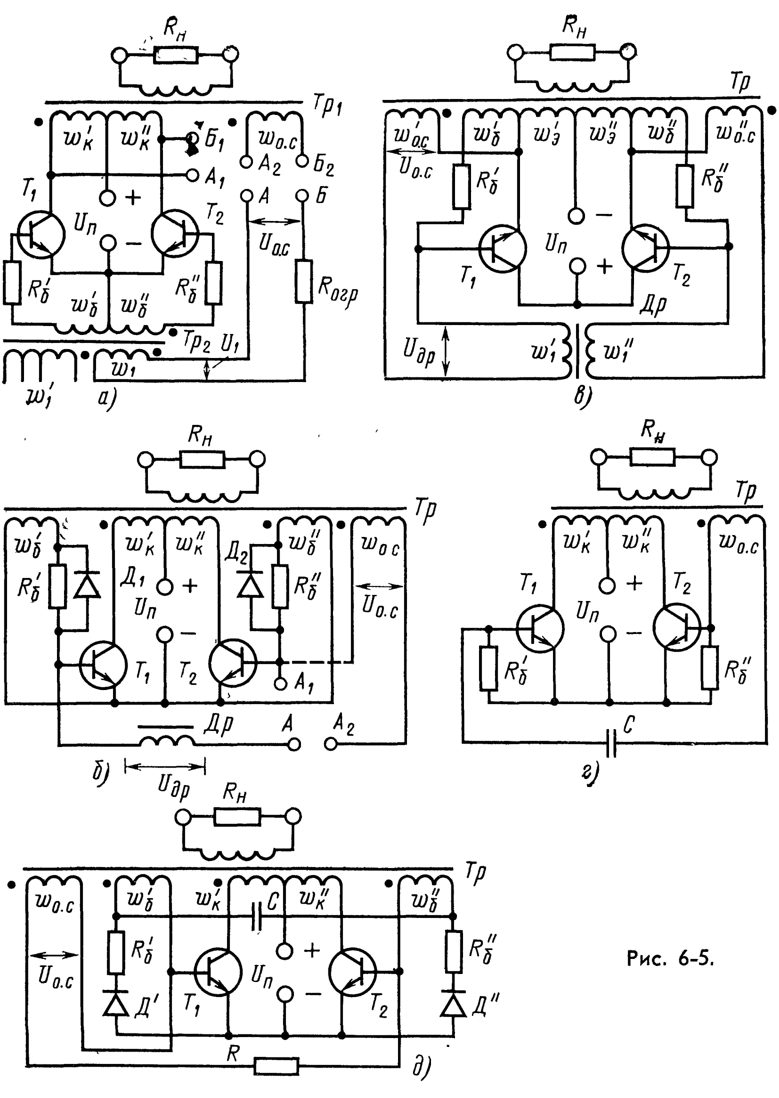


Рис. 6-5.

трансформатора Tp_1 (точка A соединена с A_2, точка $Б$ с $Б_2$). Второй способ включения используется при сравнительно малых выходных мощностях, позволяя несколько повысить к. п. д. инвертора.

При подключении к инвертору напряжения питания $U_п$ за счет несимметрии схемы в сердечнике трансформатора Tp_1 возникает изменяющийся магнитный поток, на обмотках наводится э. д. с., в том числе и на базовых обмотках $w'_б$ и $w''_б$ трансформатора

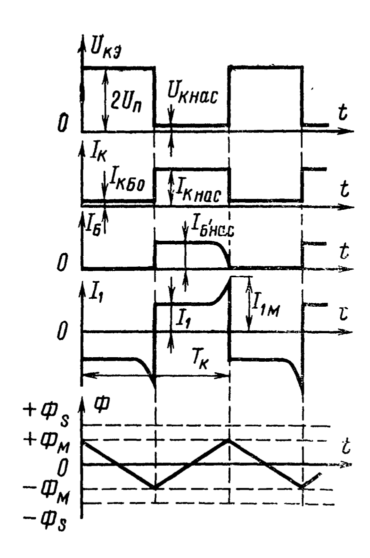


Рис. 6-6.

$Тр_2$. Эти обмотки подключены к транзисторам инвертора так, чтобы полярность напряжения одной из них способствовала процессу открывания одного из транзисторов, например T_1, а другой — закрыванию T_2.

Временные диаграммы токов, напряжений и магнитного потока в схеме инвертора с ненасыщающимся выходным трансформатором приведены на рис. 6-6. На этом интервале времени в сердечниках обоих трансформаторов происходит изменение магнитного потока по линейному закону. Переключение транзисторов начнется в тот момент, когда магнитный поток в трансформаторе $Тр_2$ достигнет значения потока насыщения $+\Phi_s$ (или $-\Phi_s$). Насыщение сердечника $Тр_2$ сопровождается резким увеличением тока в обмотке w_1 трансформатора. Практически все напряжение обратной связи $U_{о.с}$ прикладывается к резистору $R_{огр}$, а напряжения на обмотках $w'_б$ и $w''_б$ уменьшаются до нулевого значения. Происходящее при этом уменьшение базового тока приводит к тому, что транзистор T_1 выходит из режима насыщения. Рост коллекторного напряжения транзистора T_1 сопровождается уменьшением его коллекторного тока, магнитный поток в сердечнике трансформатора $Тр_1$, достигнув значения Φ_m, изменяет свое направление, а э. д. с. всех обмоток трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$ — свою полярность. Начинается регенеративный процесс переключения транзисторов, который приводит к закрыванию транзистора T_1 и открыванию T_2. Далее процесс переключения повторяется.

Частота переключения транзисторов инвертора определяется выражением

$$f_к = \frac{U_1 \cdot 10^4}{4B_s Q_с w_1},$$

где U_1 — напряжение на обмотке w_1 трансформатора $Тр_2$; B_s, $Q_с$ — индукция насыщения и сечение сердечника трансформатора $Тр_2$.

Напряжение U_1, прикладываемое к первичной обмотке w_1 коммутирующего трансформатора $Тр_2$ равно

$$U_1 = 2(U_п - U_{КЭнас}) - R_{огр}(I'_Б + I_\mu)$$

при соединении точек A с A_1 и $Б$ с $Б_1$ или $U_1 = U_{о.с} - R_{огр}(I'_Б + I_\mu)$ при соединении точек A с A_2 и $Б$ с $Б_2$, где $I'_Б$ — значение базового тока, приведенное к первичной обмотке трансформатора $Тр_2$; I_μ — намагничивающий ток трансформатора $Тр_2$.

Если сердечник трансформатора $Тр_2$ выбран достаточно малых размеров и выполнен из магнитного материала с высокой прямо-

угольностью петли гистерезиса, то ток I_μ обычно на порядок меньше тока $I'_Б$ и может быть точно определен только после конструктивного расчета трансформатора. В практических схемах инверторов для более точной установки частоты коммутации предусматривают на трансформаторе $Тр_2$ регулировочную обмотку w'_1, состоящую из нескольких витков с отпайками. Установка значения частоты $f_к$ производится включением обмотки w'_1 или ее части согласно (или встречно) с первичной обмоткой w_1.

Для уменьшения мощности, рассеиваемой на резисторе $R_{огр}$, его сопротивление должно быть возможно большим, однако для обеспечения заданного базового тока транзисторов увеличение $R_{огр}$ может привести к необходимости повышения напряжения $U_{о.с}$, что тоже вызовет увеличение рассеиваемой мощности. При расчетах рекомендуется выбирать падение напряжения на резисторе $R_{огр}$ примерно равным напряжению на обмотке w_1 трансформатора $Тр_2$.

Вместо коммутирующего трансформатора в базовые цепи транзисторов может быть включен насыщающийся однообмоточный (рис. 6-5,*б*) или двухобмоточный (рис. 6-5,*в*) дроссель *Др*, имеющий сердечник из магнитного материала с прямоугольной петлей гистерезиса. Поочередное открывание транзисторов T_1 и T_2 инвертора, а также обеспечение режима насыщения осуществляются с помощью обмоток $w'_б$ и $w''_б$ трансформатора *Тр*. Базовый ток устанавливается сопротивлением резисторов $R'_б$ и $R''_б$. Напряжение запирающей полярности прикладывается к переходу эмиттер — база открытого транзистора только в момент насыщения дросселя *Др*, когда его сопротивление резко уменьшается.

В схеме на рис. 6-5,*в* насыщение дросселя обеспечивается поочередно напряжением обмотки $w'_{о.с}$ или $w''_{о.с}$ трансформатора *Тр*; в схеме на рис. 6-5,*б* — напряжением базовых обмоток (точка *А* схемы соединена с A_1) или напряжением обмотки обратной связи $w_{о.с}$ (точка *А* соединена с A_2).

Число витков насыщающегося дросселя

$$w_{др} = \frac{U_{др} \cdot 10^4}{4 B_s Q_c f_к}.$$

Для схемы (рис. 6-5, *б*), когда точка *А* соединена с A_1, $U_{др} = U_б + U_{ЭБнас} - U_{пр}$; когда точка *А* соединена с A_2, $U_{др} = U_{о.с} + U_{ЭБнас} - U_{пр}$.

Для схемы на рис. 6-5, *в* $U_{др} = U_{о.с} + U_{ЭБнас}$, где $U_б$ — напряжение на обмотке $w'_б$ (или $w_б''$); $U_{о.с}$ — напряжение на обмотке $w_{о.с}$ (или $w'_{о.с} = w''_{о.с}$).

В схемах инверторов на рис. 6-5,*б*, *в* процесс уменьшения коллекторного тока открытого транзистора происходит практически при отсутствии напряжения на коллекторе, что значительно уменьшает мощность рассеяния при переключении (подобные схемы в литературе получили название схем с облегченной коммутацией транзисторов).

В схеме на рис. 6-5,*б* при высокой частоте переключения напряжение $U_{др}$ мало (единицы вольт), число витков и индуктивность обмотки дросселя Др оказываются тоже очень малыми. В результате этого при запуске такой схемы инвертора базы обоих транзисторов оказываются практически соединенными вместе через очень

малое сопротивление, что приводит к ухудшению условий возбуждения колебаний.

Переключение транзисторов T_1 и T_1 инвертора, схема которого приведена на рис. 6-5,*г*, осуществляется коммутирующей цепочкой C, $R'_б(R''_б)$. В процессе перезаряда конденсатора C напряжением обмотки $w_{о\,с}$ происходит уменьшение базового тока открытого транзистора, условие его насыщения перестает выполняться и происходит процесс переключения. Базовый ток открытого транзистора, например T_1, протекая по резистору $R''_б$, создает на нем падение напряжения, которое является запирающим для транзистора T_2. Ввиду непрямоугольности формы базового тока, а следовательно, плохих фронтов переключения данная схема применяется сравнительно редко.

В схеме инвертора (рис. 6-5,*д*) переключение транзисторов начинается в момент, когда напряжение на конденсаторе C, перезаряжаемом от вспомогательной обмотки $w_{о.с}$ трансформатора Tp через резистор R, превысит сумму напряжений на базовых обмотках этого же трансформатора. При этом ко входу ранее закрытого транзистора прикладывается отпирающее напряжение и в схеме начинается процесс переключения, сопровождающийся сменой полярности напряжения на обмотках трансформатора Tp. Обычно выбирают напряжение $U_{о\,с}=2{,}3\,U_Б$, тогда частота переключения транзисторов в инверторе

$$f_к=\frac{1}{2RC}.$$

Частота переключения мало зависит от изменения напряжения питания $U_п$ и может регулироваться в широких пределах при изменении сопротивления резистора R. Амплитуда импульсов выходного напряжения при регулировке частоты остается неизменной. Схема часто применяется в различных управляющих устройствах стабилизированных источников вторичного электропитания для регулировки частоты или фазы напряжения переменного тока.

Если любую из рассмотренных выше схем использовать в качестве маломощного задающего генератора (ЗГ), а к его выходу подключить усилитель мощности, то это позволит значительно увеличить выходную мощность инвертора, а также обеспечить постоянство частоты и формы выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки. Наиболее распространенные схемы усилителей мощности приведены на рис. 6-7. Выходные трансформаторы усилителей мощности работают без насыщения магнитного материала сердечника. Управление транзисторами усилителя мощности производится обычно двухполярным напряжением переменного тока прямоугольной формы.

Усилители мощности могут быть выполнены по схеме с выводом от средней точки коллекторной обмотки $(w'_к+w''_к)$ выходного трансформатора Tp_1 (рис. 6-7,*а*), по мостовой (рис. 6-7,*б*) или полумостовой (рис. 6-7,*в*) схеме, а также по схеме с общей базовой обмоткой (рис. 6-7,*г*).

Применение в схемах усилителей мощности высокочастотных силовых транзисторов с малым временем включения и большим временем рассасывания избыточного заряда носителей в области базы приводит к появлению в коллекторных цепях транзисторов всплесков тока. Для защиты транзисторов усилителя мощности от перегрузок по току и уменьшения рассеиваемой мощности в схему

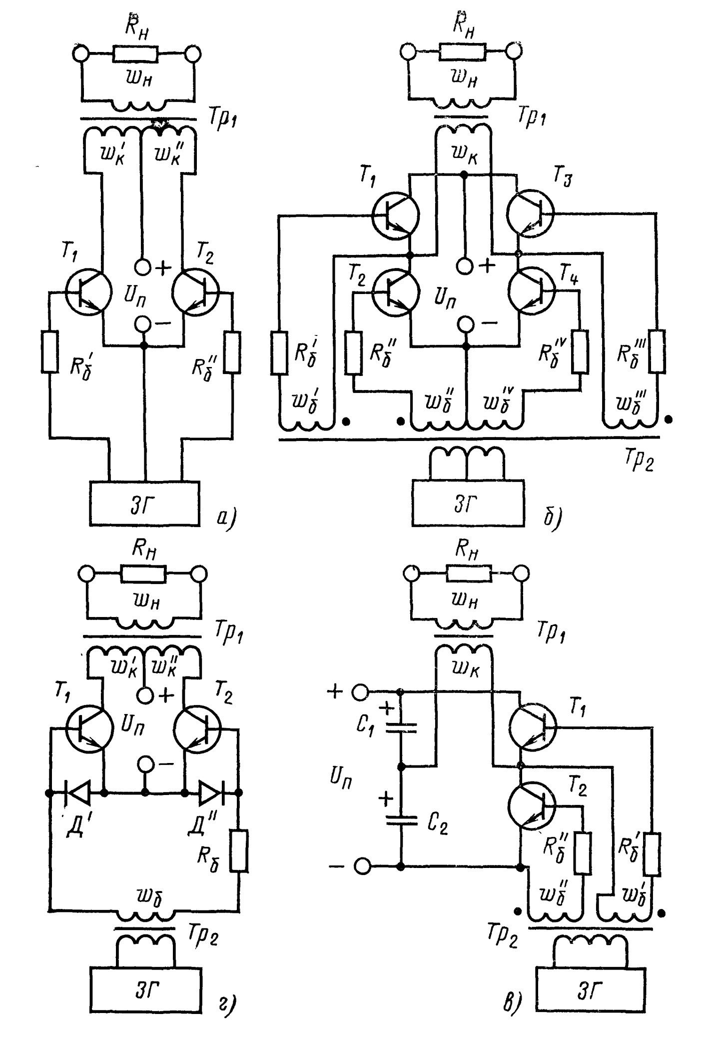


Рис. 6-7.

вводятся дополнительные элементы, задерживающие или уменьшающие скорость открывания транзисторов одного плеча схемы до тех пор, пока не закроются полностью транзисторы другого плеча.

Целесообразнее всего задержку включения транзисторов осуществлять в базовых цепях усилителя мощности. Для этого в базовую цепь каждого из транзисторов включается малогабаритный дроссель насыщения *Др* с двумя обмотками w_1 и w_2 (рис. 6-8,*а*).

Закрывание транзистора T осуществляется через диод *Д*, минуя дроссель *Др*. Обмотка w_2 совместно с токоограничивающим резистором $R_{огр}$ обеспечивает перемагничивание дросселя в исходное состояние. Задержка включения выбирается несколько большей, чем максимально возможное значение времени рассасывания у транзисторов данного типа. Такими схемами можно полностью исключить режим «сквозных» токов транзисторов. Однако, так как время задержки выбирается по наихудшему транзистору, в обычных случаях на фронтах выходного напряжения может появиться характерная ступенька, подобная форме напряжения на рис. 1-6,*в*, которая при выпрямлении выходного напряжения заметно увеличивает амплитуду пульсаций.

Этот недостаток полностью устранен в схемах усилителей мощности, приведенных на рис. 6-8,*б*, *в*, *г*. Здесь задержка при включении транзистора регулируется автоматически в зависимости от

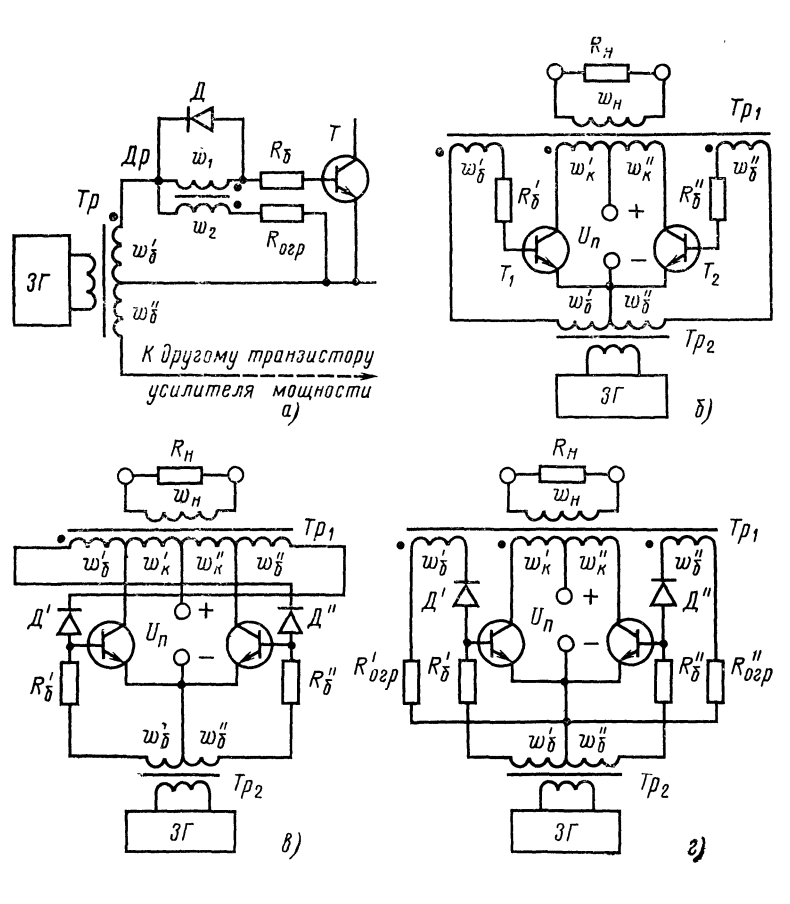


Рис. 6-8.

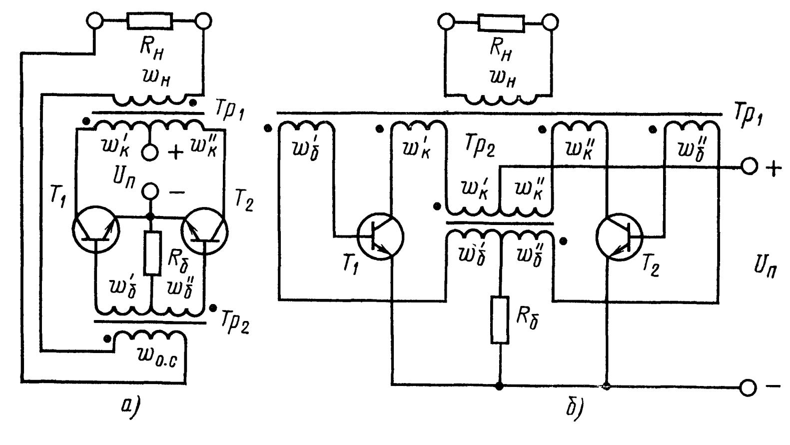


Рис. 6-9.

длительности этапа рассасывания носителей. Это достигается с помощью обмоток $w'_б$ и $w''_б$, расположенных на выходном трансформаторе $Тр_1$ и включаемых последовательно с управляющими обмотками *ЗГ* (рис. 6-8,*б*) или параллельно им через разделительные диоды *Д′* и *Д″* (рис. 6-8,*в, г*). Пока не закончится процесс рассасывания носителей, т. е. не произойдет смена полярности напряжения на обмотках трансформатора $Тр_1$, транзисторы другого плеча будут находиться в закрытом состоянии независимо от полярности напряжения на управляющих обмотках задающего генератора.

В транзисторных инверторах с изменяющейся нагрузкой положительную ОС осуществляют не по напряжению, а по току нагрузки. Для этого первичную обмотку $w_{о.с}$ коммутирующего трансформатора $Тр_2$ включают последовательно в цепь нагрузки (рис. 6-9,*а*). При изменении сопротивления нагрузки автоматически изменяется базовый ток транзисторов, благодаря чему их коэффициент насыщения всегда остается близок к оптимальному значению. За счет этого достигается уменьшение потерь мощности в транзисторах и повышение к. п. д. схемы. Данная схема не может работать при полном сбросе нагрузки, поэтому обычно применяют комбинированную ОС по току и по напряжению. Первичная обмотка трансформатора $Тр_2$ может быть включена не только в выходную $w_н$, но и в коллекторные обмотки трансформатора $Тр_1$ (рис. 6-9,*б*).

Применение в схемах инверторов мощных высокочастотных транзисторов приводит к увеличению скорости изменения тока через провода и элементы схемы. Это же приводит к появлению высокочастотных колебаний на фронтах переменного напряжения прямоугольной формы, если в схеме есть паразитные индуктивности и емкости. Амплитуда колебаний $U_{mКЭ}$ может во много раз превышать максимально допустимое напряжение на переходах транзистора, при этом частота паразитных колебаний составляет десятки и сотни мегагерц (рис. 6-10).

Для защиты транзисторов от перенапряжений в схему инвертора вводятся дополнительные элементы. В схеме рис. 6-11,*а* для

этого используются кремниевые стабилитроны, включаемые параллельно выводам коллектор — эмиттер каждого транзистора. Минимальное напряжение стабилизации таких стабилитронов должно быть выше максимального напряжения коллектор — эмиттер транзистора в закрытом состоянии ($U_{ст.мин} > U_{КЭ}$), а максимальное напряжение стабилизации стабилитронов — меньше максимально допустимого напряжения коллектор — эмиттер для транзистора данного типа (рис. 6-10). Стабилитроны будут в этом случае открываться только на время паразитного колебательного процесса, внося в контур соответствующее затухание. При очень высокой частоте паразитных колебаний стабилитроны могут оказаться неэффективными из-за большой собственной индуктивности выводов.

В этом случае эффективными становятся различные емкостные или активно-емкостные цепочки, снижающие скорость нарастания

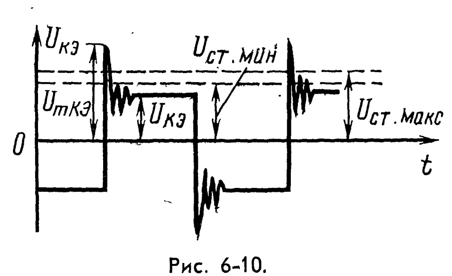


Рис. 6-10.

Рис. 6-11.

коллекторного или базового токов в каждом транзисторе. Эти цепочки могут быть подключены параллельно первичной обмотке выходного трансформатора (рис. 6-11,*б*), переходам база — эмиттер (рис. 6-11,*в*) или коллектор — эмиттер транзисторов, между базами транзисторов инвертора (рис. 6-11,*г*). Амплитуду паразитных колебаний также можно уменьшить введением ООС по переменному току с коллектора транзистора в его базовую цепь, как показано на рис. 6-11,*д*. К сожалению, в настоящее время методика выбора и расчета этих цепочек отсутствует, а их параметры подбираются экспериментально для каждого конкретного случая.

Очень важным вопросом работы нестабилизированных и стабилизированных транзисторных инверторов является возбуждение колебаний в схеме, т. е. их начальный запуск. Любой инвертор, имеющий самые хорошие энергетические характеристики, надежность, небольшие массу и габариты, теряет все свои достоинства, если после подачи напряжения питания в схеме не возникнут устойчивые автоколебания. Проблема надежного запуска встает особенно остро при работе инвертора в области отрицательных температур окружающей среды и применении мощных кремниевых транзисторов, так как в этом случае коэффициент передачи тока имеет очень малые значения.

Существенное влияние на условия начального запуска оказывает характер нагрузки. Так, при наличии в выходной цепи инвертора выпрямителя с емкостным сглаживающим фильтром прямые сопротивления диодов на начальном участке вольт-амперной характеристики имеют повышенное значение. При прочих равных условиях это облегчает возникновение автоколебаний в схеме. Однако емкостный сглаживающий фильтр до его полного заряда представляет собой очень малое сопротивление, сильно нагружающее выходную обмотку силового трансформатора, а это затрудняет процесс самовозбуждения. В зависимости от конкретных условий может преобладать влияние того или другого факторов.

До настоящего времени еще отсутствует качественный и количественный анализ условий запуска транзисторных инверторов с учетом различных сочетаний возможных параметров всех электрорадиоэлементов, входящих в схему инвертора. Поэтому схемы цепей запуска и их параметры определяются экспериментально в процессе макетирования схемы и ее последующего испытания в различных режимах работы.

Основные схемы цепей запуска транзисторных инверторов приведены на рис. 6-12 и 6-13. На этих рисунках цепи запуска показаны на примере схемы простейшего инвертора с насыщающимся выходным трансформатором, однако эти же цепи могут быть применены и в других схемах инверторов. Следует отметить некоторое различие в выполнении цепей запуска для схем инверторов с общим базовым резистором (рис. 6-12) и с раздельными базовыми резисторами (рис. 6-13). В первом случае напряжение смещения в момент запуска прикладывается одновременно к базам обоих транзисторов, во втором — к базе транзистора одного из плеч инвертора. Результаты эксперимента показывают, что во втором случае запуск обеспечивается более надежно за счет создания несимметрии в схеме. Однако это же является и недостатком схемы: постоянная несимметрия в схеме приводит к появлению постоянной составляющей намагничивающего тока, которая вызывает несимметричное перемагничивание выходного трансформатора. Подобное явление при-

Рис. 6-12.

Рис. 6-13.

водит к существенному изменению режима работы инвертора, различию в форме коллекторных токов обоих транзисторов, увеличению мощности рассеяния при переключении, снижению к. п. д. устройства, плохому использованию транзисторов по току.

Простейшие схемы цепей запуска приведены на рис. 6-12,*а* и 6-13,*а*. Сопротивление резистора $R_{см}$ выбирается из выражения

$$R_{см} = R_б \frac{U_п - U_R}{U_R},$$

где U_R — падение напряжения на резисторе $R_б$ в момент запуска (равное 0,5 В для германиевых транзисторов и 1,0 В для кремниевых).

Подобная схема запуска проста, обеспечивает надежный запуск даже при плавном включении напряжения питания $U_п$ и при низких температурах. Недостаток — большая потребляемая мощность, приводящая к снижению к. п. д. инвертора. Мощность, рассеиваемая на резисторе $R_{см}$, равна:

$$P_{R_{см}} = \frac{(U_п - U_R)^2}{R_{см}}.$$

При малом сопротивлении $R_б$ целесообразно применение схемы (рис. 6-12,*г*). В ней начальное смещение обеспечивается за счет падения напряжения на диодах $Д_1$, $Д_2$ при протекании прямого тока, поэтому сопротивление $R_{см}$ может быть более высокоомным, а потери мощности уменьшатся.

Другой способ запуска инвертора состоит в кратковременной подаче напряжения смещения в цепи баз транзисторов инвертора через разряженный конденсатор запуска $C_{см}$ (рис. 6-12,*б*, *в*, рис. 6-13,*б*). Подобный способ запуска отличается малой потребляемой мощностью, однако он не обеспечивает надежный запуск инвертора при плавном нарастании напряжения питания или при малой емкости $C_{см}$. Значительное же увеличение емкости $C_{см}$ влияет на режим работы автогенератора. При заряде приходится ограничивать зарядный ток резисторами $R_{см}$, что в свою очередь приводит к ухудшению условий запуска. Резисторы $R_р$ могут быть высокоомными, так как они предназначены лишь для разряда конденсаторов $C_{см}$, подготавливая цепь запуска к очередному включению инвертора.

Схемы запуска, подобные приведенной на рис. 6-13,*в* и обеспечивающие возбуждение колебаний в инверторе за счет постоянной несимметрии в базовых цепях транзисторов, не могут быть рекомендованы для практического применения. О недостатках подобного режима работы было сказано выше.

В последнее время все более широкое применение находят высокоэффективные и экономичные схемы запуска инверторов с отключением цепей запуска в рабочем режиме. Резистор запуска $R_{см}$ обычно включается между источником питания (иногда — коллектором транзистора) и базой транзистора одного из плеч инвертора через вспомогательный маломощный транзистор T_3 (рис. 6-14,*а*).

Включение этого транзистора происходит одновременно с подачей напряжения питания на схему инвертора. Транзистор T_3 может быть постоянно открыт во время запуска или работать в импульсном режиме с частотой коммутации более высокой, чем собственная частота переключения транзисторов инвертора. (В по-

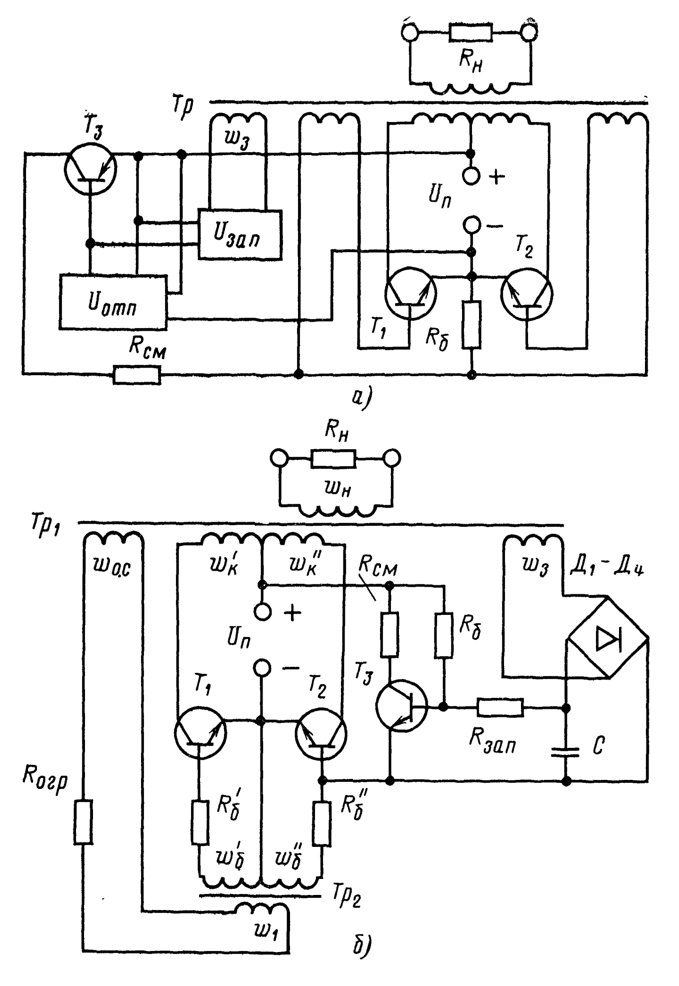


Рис. 6-14.

следнем случае используется простейший однотактный генератор запуска $U_{отп}$ на однопереходном транзисторе, туннельном диоде и пр.) Транзистор T_3 закрывается обычно подачей на его вход запирающего напряжения после возбуждения автоколебаний. Это напряжение подается с некоторой задержкой, осуществляемой времязадающей цепочкой ($U_{зап}$). Цепь запуска при этом хотя и усложняется, но в схеме инвертора не создается постоянной несимметрии, так как цепь запуска совершенно не влияет на режим работы инвертора.

Практическая схема инвертора с отключаемой цепочкой запуска приведена на рис. 6-14,*б*. Резистор запуска $R_{см}$ включен в коллек-

торную цепь транзистора T_3. Открытое состояние транзистора T_3 обеспечивается током, значение которого устанавливается с помощью резистора $R_б$. Выпрямитель на диодах $Д_1$—$Д_4$ с емкостным фильтром C, подключенный к обмотке w_3 трансформатора $Тр_1$, обеспечивает закрывание транзистора T_3, причем задержка при закрывании определяется постоянной времени заряда конденсатора C. Емкость этого конденсатора должна быть сравнительно небольшой для того, чтобы время ее заряда составляло несколько периодов колебаний в инверторе. В противном случае цепь запуска начинает препятствовать процессу нарастания колебаний, а время выхода инвертора на режим с установившейся амплитудой колебаний увеличивается. Сопротивление резистора $R_{см}$ выбирается из условия, чтобы ток через него в процессе запуска составлял 20—30% установившегося тока базы транзисторов инвертора.

Тиристорные схемы инверторов применяются при выходной мощности до нескольких десятков и сотен киловатт. Существует большое количество различных схем инверторов на тиристорах, отличающихся друг от друга по способу выполнения силовой части, способу выключения проводящего тиристора, возбуждению колебаний и пр.

Из этого многообразия схем наибольшее практическое применение получила схема тиристорного параллельного инвертора, приведенная на рис. 6-15,*а*. Она состоит из тиристоров $Д_1$ и $Д_2$. Параллельно первичной обмотке выходного трансформатора $Тр$ включен коммутирующий конденсатор C. Дроссель $Др$ в цепи питания обеспечивает непрерывность протекания тока при переключении тиристоров. Схема управления выдает импульсы, определяя частоту коммутации тиристоров.

Пусть в данный момент времени открыт тиристор $Д_1$, а $Д_2$ закрыт. Коммутирующий конденсатор C зарядится до напряжения, равного $2U_п$, с полярностью, указанной на рисунке. Когда управляющий импульс открывает тиристор $Д_2$, то напряжение, снимае-

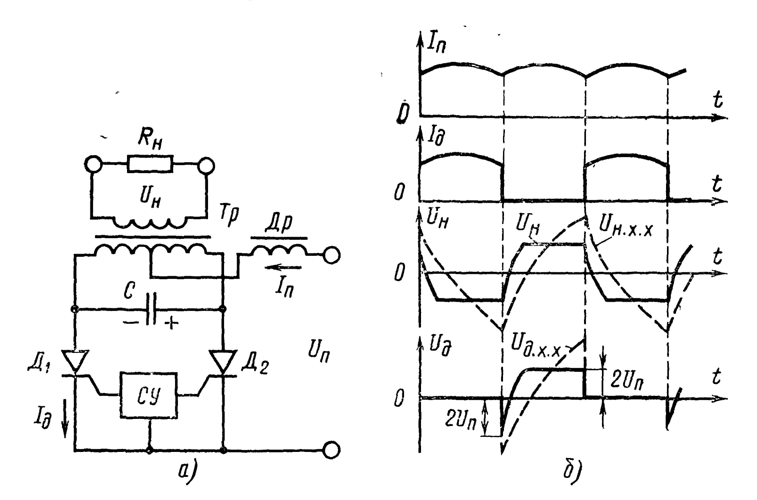


Рис. 6-15.

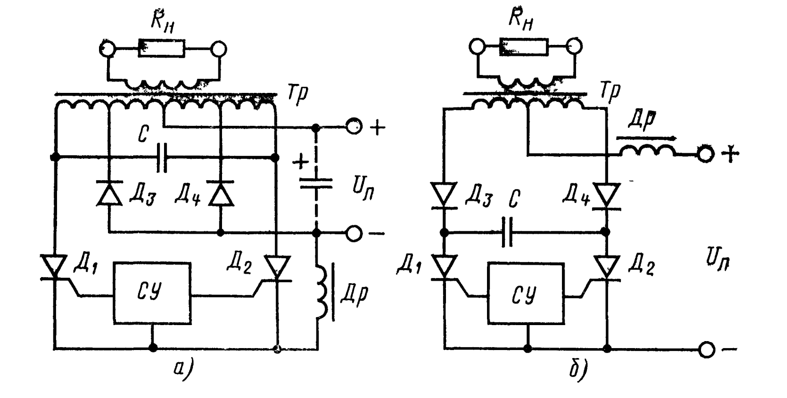


Рис. 6-16.

мое с конденсатора C, прикладывается к тиристору $Д_1$ с обратной полярностью и он закрывается. Ток в обмотках трансформатора и магнитный поток в сердечнике в этот момент изменяет свое направление, поэтому коммутирующий конденсатор C будет перезаряжаться до напряжения, равного $2U_п$, но противоположной полярности. Далее процессы переключения повторяются.

Временные диаграммы токов и напряжений в схеме инвертора приведены ны рис. 6-15,*б*. Данная схема работает удовлетворительно лишь при постоянной нагрузке. С уменьшением нагрузки до режима холостого хода избыточная электромагнитная энергия, накопленная в реактивных элементах инвертора, вызывает резкое увеличение напряжения на закрытом тиристоре (рис. 6-15,*б*, пунктир). Это может вызвать произвольное открытие тиристора, что приводит к закорачиванию источника питания. Подобное явление может быть устранено за счет увеличения емкости коммутирующего конденсатора C.

На практике чаще применяется схема тиристорного параллельного инвертора с обратными диодами $Д_3$ и $Д_4$, подключенными к отводам первичной обмотки выходного трансформатора (рис. 6-16,*а*). С помощью этих диодов избыточная электромагнитная энергия, накопленная в дросселе *Др* и конденсаторе C, в начале каждого полупериода возвращается в источник постоянного тока. Обратные диоды позволяют инвертору устойчиво работать при изменяющейся в широких пределах активной и индуктивной нагрузке (без увеличения емкости коммутирующего конденсатора), а также повышают к. п. д. инвертора. Форма выходного напряжения во всех случаях остается близкой к прямоугольной.

Емкости (Ф) и индуктивности (Гн) коммутирующих элементов инвертора можно найти из выражений

$$C = \frac{t_в I'_{н.макс}}{1{,}7U_п}; \quad L = \frac{t_в U_п}{0{,}425 I'_{н.макс}},$$

где $t_в$ — минимальное время, необходимое для восстановления управляющих свойств тиристора; $I'_{н.макс}$ — максимальный ток нагрузки, пересчитанный в первичную обмотку выходного трансформатора.

Недостаток схемы с обратными диодами заключается в том, что ток, потребляемый от источника питания, имеет пульсирующую форму. Поэтому схема инвертора может нормально работать только от источника с очень малым внутренним сопротивлением, для чего источник обычно шунтируют большим по емкости электролитическим конденсатором.

В схеме инвертора, приведенной на рис. 6-16,*б*, коммутирующий конденсатор *С* соединяется с первичной обмоткой трансформатора через диоды $Д_3$ и $Д_4$ — это схема с последовательными или отсекающими диодами. Процесс заряда конденсатора *С* происходит так же, как и в простейшей схеме: пусть открыты тиристор $Д_1$ и диод $Д_3$. Конденсатор *С* заряжается через диод $Д_4$ и тиристор $Д_1$ до значения $2U_п$.

Отличие в работе заключается в том, что начиная с момента, когда конденсатор начинает разряжаться через первичную обмотку трансформатора, диод $Д_4$ закрывается и отключает его от обмотки. Таким образом, конденсатор *С* сохраняет свой заряд до тех пор, пока система управления не откроет тиристор $Д_2$. Схема работает практически в режиме непрерывных токов, хотя нагрузка может быть активной или индуктивной.

Оптимальной частотой коммутации для параллельных инверторов является частота около 1 кГц. При этом к. п. д. инвертора может составлять 85—90%. При снижении частоты коммутации к. п. д. возрастает, но одновременно увеличиваются масса и объем, занимаемый трансформатором, дросселем и коммутирующим конденсатором. С повышением частоты к. п. д. инвертора падает, так как возрастают потери в коммутирующих элементах, тиристорах и в сердечнике трансформатора.

6-2. Нерегулируемые и регулируемые выпрямители и сглаживающие фильтры

Преобразование напряжения переменного тока в постоянный является одной из наиболее распространенных функций источников вторичного электропитания. Для этого используются выпрямительные устройства, которые в общем случае состоят из трансформатора, схемы выпрямления и сглаживающего фильтра. В ряде случаев трансформатор и даже сглаживающий фильтр могут отсутствовать.

Существует много разновидностей выпрямительных устройств, отличающихся одна от другой схемами выпрямления, сглаживающих фильтров и пр.

Схемы выпрямления по числу используемых полупериодов напряжения переменного тока условно разделяются на однополупериодные и двухполупериодные, а по числу фаз питающего напряжения — на однофазные и трехфазные. Правильный выбор и точный расчет схемы выпрямления оказывают существенное влияние на массу, объем, стоимость и к. п. д. выпрямительного устройства и всего источника вторичного электропитания.

Основные схемы выпрямления напряжения переменного тока приведены на рис. 6-17. При питании от однофазной сети применяются однополупериодная (рис. 6-17,*а*), двухполупериодная со средней точкой (рис. 6-17,*б*), двухполупериодная мостовая (рис. 6-17,*в*) схемы выпрямления. Находят практическое применение и схемы выпрямления с умножением напряжения (например, с удвоением) — рис. 6-17,*г*, *д*. Эти схемы позволяют получить на выходе повышенное выпрямленное напряжение без трансформатора

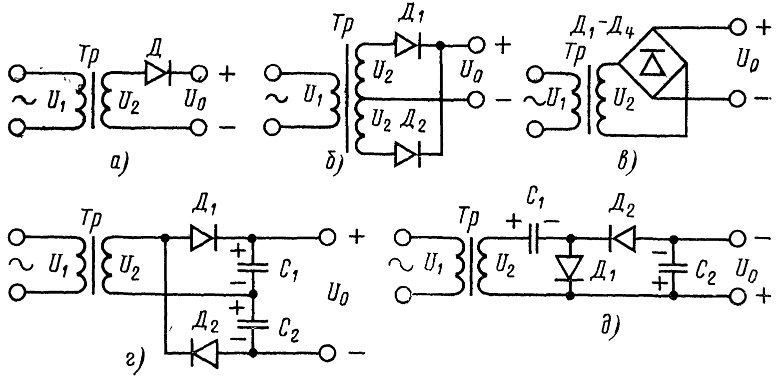


Рис. 6-17.

или значительно упростить трансформатор и снизить требования к электроизоляционным характеристикам выходной обмотки у высоковольтных источников вторичного электропитания.

Параллельная схема выпрямления с удвоением напряжения (рис. 6-17,*г*) применяется чаще, чем последовательная (рис. 6-17,*д*), так как обеспечивает меньшие пульсации выпрямленного напряжения и позволяет применять конденсаторы с меньшим рабочим напряжением, равным половине напряжения на выходе схемы U_0.

Сложные схемы выпрямления, образованные комбинированием двух или нескольких простых схем, например приведенная на рис. 6-18, позволяют от одной обмотки трансформатора получать относительно общего провода два (или больше) значения выпрямленного напряжения. Комбинированные схемы позволяют лучше использовать трансформатор, однако их применение целесообразно только при постоянных токах нагрузок — в противном случае наблюдается взаимное влияние выходных цепей друг на друга.

Сравнительные характеристики основных схем выпрямления приведены в табл. 6-1. Расчетные соотношения при работе на активную, индуктивную или емкостную нагрузку можно найти в [17, 18, 19].

Ниже отмечаются лишь особенности работы схем выпрямления при питании напряжением прямоугольной формы повышенной частоты.

В зависимости от характера источника переменного тока напряжение на входе схемы выпрямления может быть синусоидальной формы промышленной (низкой) частоты или прямоугольной формы относительно высокой частоты (десятки килогерц). В первом случае мощность первичного источника (сети переменного тока) практически неограниченна и выпрямительные устройства сравнительно мало влияют на его характеристики. Во втором случае мощность питающего источника (обычно инвертора) ограниченна и

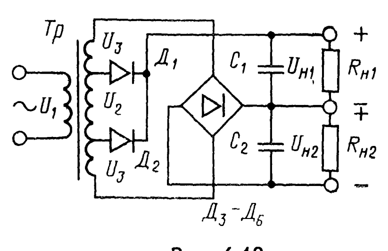


Рис. 6-18.

Таблица 6 1

Схема	Преимущества	Недостатки	Область применения
Рис. 6-17,*а*	Простота схемы; минимальное число элементов; минимальная общая стоимость (при малом выходном токе); возможность работы без трансформатора	Большие пульсации; низкая частота пульсаций; высокое обратное напряжение на вентиле; подмагничивание сердечника трансформатора; сравнительно высокое выходное сопротивление	Выпрямители до 2—3 Вт с низкими требованиями к амплитуде пульсаций; высоковольтные маломощные выпрямители
Рис. 6-17,*б*	Повышенная частота пульсаций; минимальное число вентилей для двухполупериодных схем и соответственно более высокий к. п. д.; низкое среднее значение тока вентилей; возможность установки вентилей на общем радиаторе	Необходимость входного трансформатора; высокое обратное напряжение на вентилях; возможность появления пульсации с частотой сети (из-за несимметрии плеч схемы)	Схема универсального применения (не применяется для выпрямления высоковольтных напряжений)
Рис. 6-17,*в*	Низкое выходное сопротивление; низкое обратное напряжение на вентилях; возможность работы без трансформатора; наименьшая из всех схем вероятность появления пульсации с частотой сети; повышенная частота пульсаций	Большое число вентилей (4) и соответственно меньший к. п. д.; невозможность установки однотипных диодов на одном радиаторе без изоляции	Схема универсального применения (не применяется при выпрямлении низковольтных напряжений, соизмеримых с прямым падением напряжения на диоде)
Рис. 6-17,*г*	Низкое обратное напряжение на вентилях; возможность работы без трансформатора; повышенная частота пульсаций	Повышенное среднее значение тока вентилей; невозможность установки однотипных вентилей на общем радиаторе	Получение высоковольтных напряжений

Таблица 6-2

Схема	Расчетные формулы	Характеристика схемы	Область применения
Рис. 6-19, *а*	$C = \frac{10^6}{2mfR_{н}K_{п}}$, мкФ. Формула справедлива при малых пульсациях на конденсаторе (например, для электролитических конденсаторов)	Простейший фильтр; с увеличением числа фаз переменного тока и сопротивления нагрузки коэффициент сглаживания уменьшается. В схеме возможны всплески тока при заряде конденсатора	Применяется в однофазных выпрямительных устройствах при сравнительно малых токах нагрузки
Рис. 6-19, *б*	$L = \frac{\sqrt{[K_{с}(R_{н}+R_{L})]^2 - (R_{н}+R_{L})^2}}{2\pi mf}$, если $R_L \ll R_{н}$ и $(R_{н}+R_L)^2 \approx R^2_{н}$, то $L \approx \frac{K_{с}R_{н}}{2\pi mf}$, Гн.	Простейший фильтр; с увеличением числа фаз переменного тока и сопротивления нагрузки коэффициент сглаживания увеличивается. В схеме возможны перенапряжения при коммутации тока нагрузки	Применяется в многофазных выпрямительных устройствах при больших токах нагрузки

Схема	Расчетные формулы	Характеристика схемы	Область применения
Рис. 6-19, *в*	$LC \approx \frac{K_с + 1}{4\pi^2 m^2 f^2}$. Одно из значений ($L$ или C) задают, второе определяют по формуле	Для обеспечения непрерывности тока через индуктивность, его значение должно быть равно не менее $L_{кр} \approx \frac{U_н}{(m^2-1) m\pi f I_н}$	Фильтр применяется с двухполупериодными схемами выпрямления. Обязательно применение фильтра в схемах выпрямления переменного напряжения с широтно-импульсной модуляцией
Рис. 6-19, *г*	$R \approx 0{,}25 R_н$ (при $\eta_ф = 80\%$); $K_с \approx 2\pi m f C R \frac{R_н}{R_н + R}$.	Фильтр имеет малые габариты, массу и стоимость, но низкий к. п. д.	Применяется в схемах выпрямления малой мощности

выпрямительное устройство может существенным образом влиять на режим работы инвертора.

Так, в транзисторном инверторе, имеющем на выходе выпрямитель с идеальными диодами и сглаживающий фильтр, начинающийся с конденсатора, в течение большей части процесса коммутации транзисторов диоды выпрямительной схемы оказываются закрытыми. Это приводит к увеличению эквивалентного сопротивления нагрузки и, следовательно, к ускорению процессов переключения. При работе транзисторного инвертора с трансформаторным выходом на выпрямитель с неидеальными диодами и фильтр, начинающийся с дросселя, возможно возникновение режима кратковременного короткого замыкания вторичной обмотки трансформатора. Подобное явление может привести к периодическим срывам колебаний в инверторе и увеличению пульсаций выпрямленного напряжения.

Инерционные свойства выпрямительных диодов в схемах выпрямления, питающихся от промышленной сети переменного тока синусоидальной формы, можно не учитывать, так как скорость изменения напряжения на диоде при смене его полярности сравнительно невелика. Если же на вход схемы выпрямления поступает напряжение переменного тока прямоугольной формы с малой длительностью фронтов переключения, то инерционные свойства диодов заметно влияют на работу схемы, вызывая появление коммутационных токов прямой и обратной полярности. В результате этого независимо от схемы сглаживающего фильтра потери мощности в выпрямителе возрастают пропорционально частоте переменного тока, увеличиваются пульсации в выходных цепях источника. Подробнее эти вопросы изложены в [20].

Сглаживающие фильтры включаются между схемой выпрямления и нагрузкой для уменьшения переменной составляющей выпрямленного напряжения. Качество сглаживания оценивается коэффициентом сглаживания $K_{\text{с.ф}}$, представляющим собой отношение коэффициентов пульсаций на входе $K_{\text{п.вх}}$ и выходе $K_{\text{п.вых}}$ фильтра:

$$K_{\text{с.ф}} = \frac{K_{\text{п.вх}}}{K_{\text{п.вых}}} = \frac{U_{m\text{о}(1)}}{U_0} \frac{U_{\text{н}}}{U_{m\text{н}(1)}},$$

где $U_{m\text{о}(1)}$, $U_{m\text{н}(1)}$ — амплитуды первой гармоники напряжения пульсаций соответственно на входе и выходе фильтра; U_0 — выпрямленное напряжение на входе фильтра.

Сглаживающий фильтр должен иметь высокий к. п. д., надежность, малые габариты и массу, он не должен влиять на работу нагрузки, создавать в схеме источника перенапряжения и всплески тока.

Основные схемы сглаживающих фильтров приведены на рис. 6-19. В табл. 6-2 даны их сравнительные характеристики и расчетные формулы для выбора элементов фильтра. При этом учитывалось, что для первой гармоники напряжения пульсаций индуктивное сопротивление дросселя фильтра должно быть много больше, чем сопротивление нагрузки, а емкостное сопротивление конденсаторов фильтра много меньше. При выборе значений элементов сглаживающего фильтра необходимо следить, чтобы его собственная резонансная частота не совпала с частотой пульсаций выпрямленного напряжения, так как может произойти не ослабление, а резонансное усиление пульсаций.

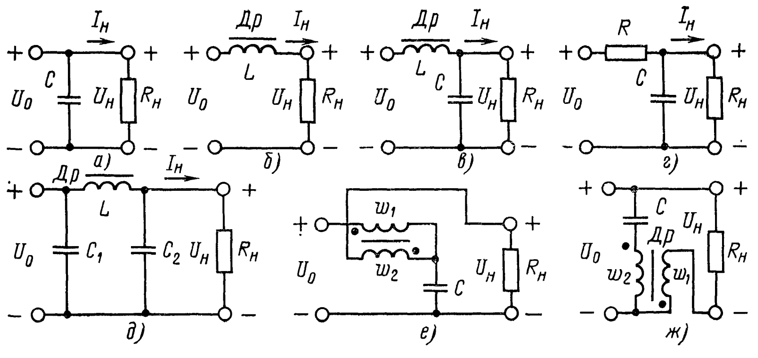


Рис. 6-19.

Рис. 6-20.

Фильтр, приведенный на рис. 6-19,*д*, представляет два последовательно соединенных фильтра (рис. 6-19,*а* и рис. 6-19,*в*). Коэффициент сглаживания пульсаций такого составного фильтра $K_{с.ф}$ равен произведению коэффициентов сглаживания каждого звена $K'_{с.ф}$ и $K''_{с.ф}$: $K_{с.ф}=K'_{с.ф}K''_{с.ф}$.

При расчете индуктивности дросселя сглаживающего фильтра и емкости конденсатора следует иметь в виду, что увеличение частоты переменной составляющей напряжения на этих элементах приводит к существенному уменьшению значений их параметров по сравнению с номинальными значениями.

Находят практическое применение и более сложные схемы фильтров, в которых используются различные цепи ООС или резонансные явления. Так, в схеме сглаживающего фильтра на рис. 6-19,*е* дроссель имеет специальную обмотку w_2, создающую в его сердечнике переменную составляющую магнитного потока, направ-

ленную встречно с потоком основной обмотки w_1, т. е. компенсирующую пульсации.

В схеме фильтра на рис. 6-19,*ж* одна из обмоток w_2 дросселя *Др* используется как индуктивность и образует совместно с конденсатором *С* последовательный резонансный контур, настроенный на частоту одной из гармоник напряжения пульсаций, обычно на первую. Недостатком резонансных фильтров является их избирательное действие только для одной из частот напряжения пульсаций, что в ряде случаев бывает недостаточно.

Транзисторные фильтры по сравнению с индуктивно-емкостными сглаживающими фильтрами имеют меньшие габариты, массу и большой коэффициент сглаживания пульсаций. Основные схемы транзисторных сглаживающих фильтров приведены на рис. 6-20. Эти фильтры могут быть выполнены по схемам с последовательным и параллельным включением транзистора и нагрузки.

Принцип действия транзисторного фильтра с последовательным включением транзистора и нагрузки основан на том, что коллекторный и эмиттерный токи транзистора практически не зависят от напряжения между коллектором и эмиттером. В схеме на рис. 6-20,*а* базовый ток транзистора *Т* задается резистором $R_б$. Так как конденсатор *С* достаточно большой емкости, то напряжение пульсаций на переходе эмиттер — база отсутствует. Переменная составляющая напряжения пульсаций в основном прикладывается к переходу база — коллектор и выделяется на транзисторе *Т*. Поскольку в коллекторном и эмиттерном токе переменная составляющая отсутствует, то сопротивление нагрузки $R_н$ может быть включено как в цепь эмиттера (рис. 6-20,*а, б*), так и в коллекторную цепь (рис. 6-20,*в*).

Коэффициент сглаживания транзисторного фильтра тем больше, чем больше коэффициент передачи тока и значение отношений

$$\frac{R_б}{X_c}=\frac{R_б}{2\pi f_c C} \quad и \quad \frac{r_{вх}}{X_c},$$

т. е. чем меньшее напряжение пульсаций будет приложено к переходу эмиттер — база транзистора. Для этого конденсатор *С* заменяется двухзвенным *RC*-фильтром, выполненным на элементах $R_{б1}$, $C_{б1}$, $R_{б2}$ и $C_{б2}$ (рис. 6-20,*г*). Для увеличения коэффициента передачи тока транзистора он может быть составным (T_1, T_2). К. п. д. транзисторного фильтра будет тем больше, чем меньше падение постоянного напряжения на транзисторе, однако при этом амплитуда переменной составляющей напряжения на транзисторе не должна превышать постоянного напряжения, иначе фильтр теряет работоспособность.

Транзисторные фильтры с балластным резистором $R_{бл}$ и параллельным включением транзистора относительно нагрузки (рис. 6-20,*д*) применяются при сравнительно низких значениях выпрямленных напряжений (до нескольких десятков вольт). Рабочий режим транзистора $I_{К\,мин}$ задается выбором сопротивлений резисторов R_1, R_2 делителя напряжения. Переменная составляющая выпрямленного напряжения в этой схеме прикладывается к переходу эмиттер — база транзистора, усиливается и выделяется на балластном резисторе $R_{бл}$. Эта переменная составляющая оказывается в противофазе с переменной составляющей напряжения, поступающей от схемы выпрямления через резистор $R_{бл}$ непосред-

ственно в нагрузку, в результате чего происходит их взаимная компенсация.

Амплитуда переменной составляющей тока через транзистор T должна быть меньше рабочего тока коллектора $I_{\text{К мин}}$. Ток $I_{\text{К мин}}$ в то же время не должен быть очень малым, так как это потребует увеличения сопротивления резистора $R_{\text{б л}}$, что приведет к снижению к. п. д. схемы. Слишком большим ток $I_{\text{К мин}}$ выбирать также нецелесообразно, поскольку это приводит к увеличению потерь мощности на транзисторе.

Коэффициент сглаживания параллельного транзисторного фильтра будет тем больше, чем больше сопротивление резистора $R_{\text{б л}}$, емкости конденсаторов C_1 и C_2, а также чем больше крутизна вольт-амперной характеристики транзистора.

Недостатком параллельного транзисторного фильтра является значительное изменение среднего значения тока через транзистор при изменении среднего значения выпрямленного напряжения, поступающего на вход фильтра. Это приводит к снижению к. п. д. фильтра.

Следует помнить, что транзисторные фильтры не обеспечивают стабилизации уровня постоянной составляющей выпрямленного напряжения, а в некоторых случаях, например при импульсном характере нагрузки, могут дополнительно ухудшить его стабильность.

Расчет и выбор элементов выпрямительного устройства должны производиться последовательно со стороны нагрузки: сначала сглаживающего фильтра, затем схемы выпрямления и входного трансформатора. Ряд параметров при расчете неизвестен, поэтому сначала они выбираются ориентировочно, а затем после их точного определения производится уточнение расчета. Следует учитывать, что каждый элемент схемы выпрямительного устройства существенным образом влияет на режим работы предыдущего и последующего элементов.

Стабилизированные (регулируемые) выпрямители напряжения находят широкое применение в источниках вторичного электропитания. Регулирование выпрямленного напряжения может осуществляться регулирующим элементом, включенным как в цепях постоянного, так и переменного тока. Кроме того, регулирующий элемент может совмещать еще и функции выпрямительной схемы. Работа регулирующего элемента в цепях переменного тока и соответствующие схемы регулирования были рассмотрены в предыдущей главе.

Наиболее простой и экономичный способ регулирования напряжения в цепях постоянного тока заключается в изменении момента открывания выпрямительных диодов по отношению к моменту их естественного открывания, что приводит к уменьшению среднего значения выпрямленного напряжения. Следует учитывать, что с увеличением задержки открывания (угла регулирования) возрастает напряжение пульсаций выпрямленного напряжения. Это приводит к усложнению схемы сглаживающего фильтра, увеличению его массы и габаритов. Поэтому подобное регулирование применяется при сравнительно небольших отклонениях входного напряжения относительно своего номинального значения.

Наиболее подходящими полупроводниковыми приборами для таких схем являются тиристоры, так как они могут сочетать в себе функции выпрямления и регулирования. В качестве регулирующих элементов могут быть также использованы магнитные усилители

или биполярные транзисторы в сочетании с выпрямительными диодами. Для сглаживания выпрямленного напряжения используются те же схемы фильтров, что и в нестабилизированных выпрямительных устройствах. Необходимо, однако, отметить, что применение фильтров, начинающихся с конденсатора, в регулируемых выпрямителях принципиально невозможно. Это объясняется тем, что их выходное напряжение равно не среднему значению выпрямленного

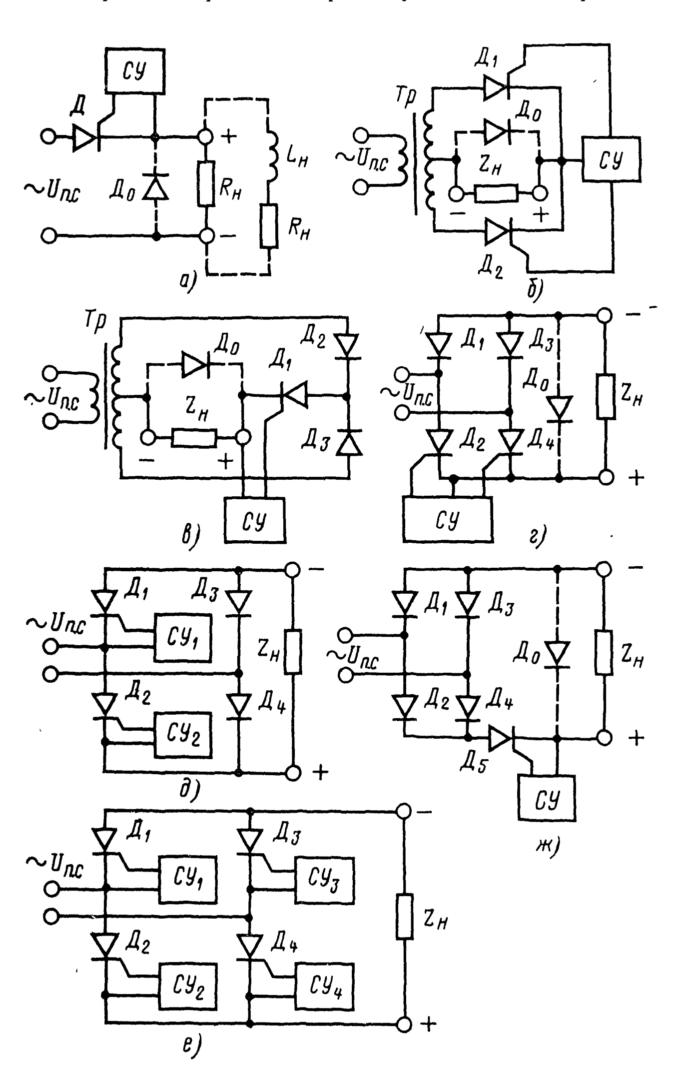


Рис. 6-21.

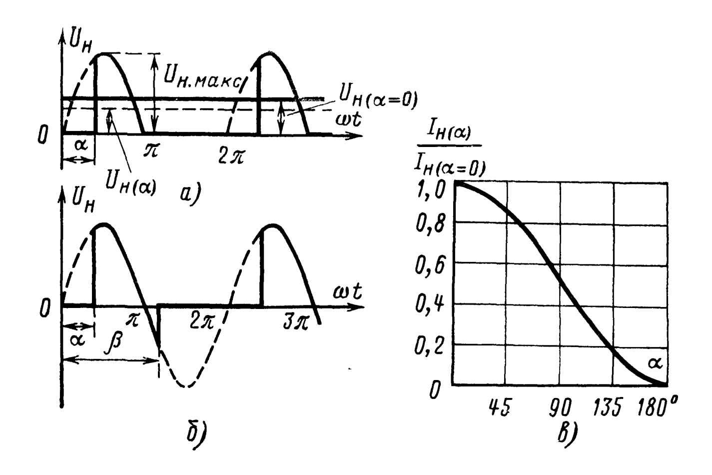


Рис. 6-22.

напряжения, а близко к амплитудному независимо от формы входного напряжения.

При индуктивной нагрузке или сглаживающем фильтре, начинающемся с дросселя, регулируемый выпрямитель может работать в режимах с непрерывным или прерывистым током нагрузки. Режим работы выпрямителя в значительной степени зависит от соотношения между значениями $R_н$ и $\omega L_н$. Переход к режиму прерывистого тока наступает при

$$\alpha \geqslant \alpha_1, \quad \text{где} \quad \alpha_1 = \operatorname{arctg} \frac{\omega L_н}{R_н}.$$

Регулируемый выпрямитель напряжения может быть получен из обычных схем выпрямления путем полной или частичной замены в них выпрямительных диодов тиристорами. На рис. 6-21 приведены основные схемы силовой части регулируемых выпрямителей на тиристорах, питаемых от однофазной сети переменного тока.

Простейшая однотактная схема выпрямления приведена на рис. 6-21,*а*. Она состоит из тиристора *Д*, включенного последовательно с нагрузкой $R_н$ (для случая активной нагрузки) или $R_н$, $L_н$ (для случая активно-индуктивной нагрузки). Последняя цепочка показана на рис. 6-21,*а* пунктиром. Тиристор открывается подачей соответствующего сигнала от схемы управления *СУ* на управляющий электрод в положительный полупериод напряжения питания $U_{п.с}$. Закрывание тиристора происходит в течение отрицательного полупериода, когда ток, протекающий через тиристор, уменьшается до значения тока отключения. Регулирование среднего значения выходного напряжения происходит за счет изменения длительности включенного состояния тиристора, равного $\pi - \alpha$ (рис. 6-22,*а*).

При активной нагрузке $R_н$ блокирующий или разрядный диод $Д_0$ в схеме выпрямления не обязателен. В этом случае среднее значение выходного напряжения определяется выражением

$$U_н = I_н R_н = \frac{U_{m п.с}}{2\pi}(1 + \cos\alpha).$$

При изменении угла регулирования α от π (режим холостого хода) до 0 (режим максимальной отдачи) выходное напряжение изменяется от нуля до максимального значения, равного:

$$U_{\text{н.макс}} = I_{\text{н.макс}} R_{\text{н}} = \frac{U_{m\text{п.с}}}{\pi}.$$

Если однополупериодная схема регулируемого выпрямителя работает на активно-индуктивную нагрузку с большой постоянной времени $\tau_{\text{м}} = L_{\text{н}}/R_{\text{н}}$ и разрядный диод $Д_0$ отсутствует, форма выходного напряжения соответствует рис. 6-22,*б*, а значение его определяется из выражения

$$U_{\text{н}} = I_{\text{н}} R_{\text{н}} = \frac{U_{m\text{п.с}}}{2\pi} (\cos\alpha - \cos\beta).$$

Значение β показано на рис. 6-22,*б*.

В режиме максимальной отдачи ($\alpha=0$)

$$U_{\text{н.макс}} \approx \frac{U_{m\text{п.с}} R_{\text{н}}}{\omega L_{\text{н}}},$$

следовательно, среднее значение выходного напряжения на нагрузке уменьшается примерно обратно пропорционально индуктивности нагрузки.

Существенное повышение эффективности однотактной схемы выпрямления при активно-индуктивной нагрузке достигается подключением параллельно нагрузке разрядного диода $Д_0$. В течение той части периода, когда тиристор закрыт, ток нагрузки замыкается через диод $Д_0$ и схема работает как при активной нагрузке.

Основное достоинство схемы — простота выполнения силовой части и схемы управления, хорошее использование тиристора по току. Недостатки однотактной схемы: загрузка источника питания постоянной составляющей тока, плохое использование трансформатора по мощности (при входном трансформаторе), высокий уровень переменной составляющей выходного напряжения.

На рис. 6-22,*в* представлена зависимость относительного значения тока нагрузки $I_{\text{н}}(\alpha)/I_{\text{н}}(\alpha=0)$ от угла регулирования α. Такая зависимость называется регулировочной характеристикой выпрямителя.

В двухполупериодных схемах регулируемых выпрямителей значение пульсации выпрямленного напряжения значительно ниже, чем в однополупериодной схеме, а частота вдвое выше. Это позволяет уменьшить массу и габариты элементов сглаживающего фильтра. Основные сравнительные характеристики регулируемых выпрямителей такие же (особенно при $\alpha=0$), как и у нерегулируемых выпрямительных схем (табл. 6-1).

Регулируемые выпрямители, выполненные по схемам, приведенным на рис. 6-21,*б*, *в*, могут работать только при наличии трансформатора на входе. Они сравнительно просты, содержат малое число элементов. Каждое плечо схемы на рис. 6-21,*б* в течение полупериода работает как однотактный выпрямитель, рассмотренный выше. В схеме на рис. 6-21,*в* регулирующий тиристор $Д_1$ включен в цепь постоянного тока. Подобные схемы не рекомендуется применять при относительно высокой частоте переключения, так как время, предоставляемое схемой для выключения тиристора, может оказаться недостаточным.

Мостовые схемы регулируемых выпрямителей на рис. 6-21,*г, д, е, ж* могут подключаться к питающей сети непосредственно или через согласующий входной трансформатор. Мостовой выпрямитель с четырьмя тиристорами (рис. 6-21,*е*) не получил широкого применения из-за сравнительно сложной схемы управления. По энергетическим показателям эта схема также уступает мостовым схемам с двумя тиристорами (рис. 6-21,*г, д*). Среди мостовых схем у регулируемого выпрямителя на рис. 6-21,*г* относительно простая схема управления: выходные цепи СУ имеют общий провод.

Мостовая схема с тиристором в цепи постоянного тока рис. 6-21,*ж* хотя и сравнительно проста, но имеет те же ограничения в применении, что и схема рис. 6-21,*в*. При активно-индуктивной нагрузке в ряде схем выпрямителей необходимо включение разрядного диода $Д_0$ (показан на соответствующих схемах пунктиром). В мостовой схеме на рис. 6-21,*д* диод не нужен, так как его роль выполняют диоды $Д_3$ и $Д_4$ выпрямителя, однако схема управления здесь должна иметь два гальванически развязанных выхода.

Форма выходного напряжения для всех двухполупериодных схем регулируемых выпрямителей с активной нагрузкой или разрядным диодом и активно-индуктивной нагрузкой, питающихся от сети переменного тока синусоидальной формы, соответствует рис. 1-4,*в*. Регулировочная характеристика имеет тот же вид, что и на рис. 6-22,*в*.

Одним из основных показателей, характеризующих схему выпрямителя, является значение пульсаций выпрямленного напряжения, определяющее выбор схемы сглаживающего фильтра и динамические характеристики стабилизированного выпрямителя. Выражение для коэффициента пульсаций n-й гармоники выходного напряжения рассматриваемых регулируемых выпрямителей имеет очень громоздкий вид [14]. Наибольшие значения у второй гармоники и четвертой, которые и определяют выбор параметров сглаживающего фильтра.

В этом случае выражения для коэффициентов пульсации соответствующих гармоник имеют вид:

$$K_{п(2)} = \frac{2}{3}\sqrt{1 + 4(1 - \cos\alpha)};$$

$$K_{п(4)} = \frac{2}{15}\sqrt{1 + 16(1 - \cos\alpha)(3\cos^2\alpha - 3\cos\alpha + 1)}.$$

Коэффициент сдвига фаз при активной нагрузке регулируемого выпрямителя с достаточной для практики точностью в диапазоне изменения угла регулирования $0 < \alpha < 100°$ может быть определен из выражения

$$\cos\varphi \approx \cos\frac{\alpha}{3}.$$

При активно-индуктивной нагрузке выпрямителя без разрядного диода

$$\cos\varphi = \cos\alpha,$$

а при активно-индуктивной нагрузке и разрядном диоде

$$\cos\varphi = \cos\frac{\alpha}{2}.$$

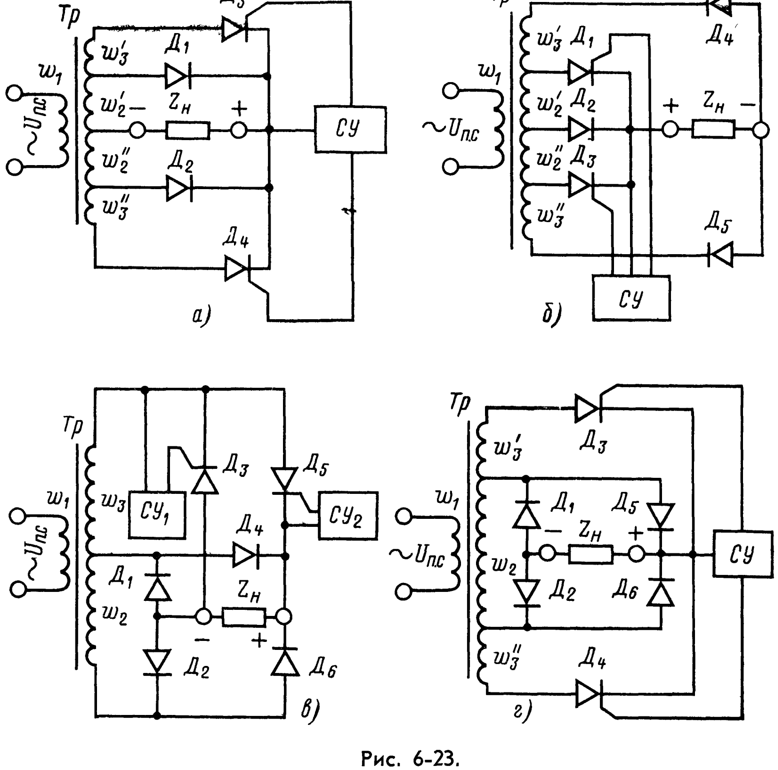


Рис. 6-23.

При сравнительно небольших пределах изменения питающего напряжения около $\pm(20\div33)\%$ целесообразно применение схем выпрямителей с регулируемым вольтодобавочным напряжением (со ступенчатым регулированием). Частичная модуляция напряжения на входе сглаживающего фильтра позволяет значительно уменьшить его массу и габариты, повысить коэффициент мощности выпрямителя.

Основные схемы двухполупериодных выпрямителей с вольтодобавочным напряжением приведены на рис. 6-23. Форма напряжения на выходе выпрямителей при синусоидальной форме питающего напряжения и активной нагрузке соответствует рис. 1-4,*г*, а при прямоугольной форме напряжения — рис. 1-4,*б*. Недостатки этих схем — необходимость в трансформаторе (автотрансформаторе) и некоторое усложнение схем за счет увеличения числа элементов.

Рассмотрим принцип действия регулируемых выпрямителей с вольтодобавочным напряжением на примере схемы, приведенной на рис. 6-23,*а*. В схему входят два выпрямительных диода $Д_1$ и $Д_2$, подключенные к отводам вторичной обмотки трансформатора *Тр* и

два тиристора $Д_3$, $Д_4$, имеющие общую схему управления. При положительной по отношению к диоду $Д_1$ полуволне питающего напряжения на обмотке w'_2 трансформатора в интервале времени $\omega t=0 \ldots \alpha$ (рис. 1-4,*г*) тиристоры $Д_3$, $Д_4$ и диод $Д_2$ закрыты. Ток нагрузки протекает только через диод $Д_1$. В этом случае коэффициент трансформации $n_1=w'_2/w_1$.

В момент времени $\omega t=\alpha$ на тиристор $Д_3$ поступает управляющий импульс, тиристор открывается и коэффициент трансформации скачком изменяется до значения $n_2=(w'_2+w'_3)/w_1$, амплитуда выходного напряжения увеличивается, а диод $Д_1$ закрывается. В момент времени $\omega t=\pi$ питающее напряжение уменьшается до нуля, тиристор $Д_3$ закрывается. В следующий полупериод откроется сначала диод $Д_2$, затем с поступлением управляющего импульса — тиристор $Д_4$. Далее процесс повторится.

В схеме на рис. 6-23,*б* при максимальном напряжении питания тиристоры $Д_1$ и $Д_3$ полностью закрыты и на нагрузке присутствует только выпрямленное диодом $Д_4$ (или $Д_5$) напряжение с полуобмоток $w'_2+w'_3$ (или $w''_2+w''_3$) трансформатора *Тр*. При минимальном напряжении питания тиристор $Д_1$ (или $Д_3$) открыт, диод $Д_2$ закрыт и напряжение на нагрузке определяется выпрямленным напряжением обмоток $w'_2+w''_2+w''_3$ (или $w''_2+w'_2+w'_3$).

Мостовая схема регулируемого выпрямителя (рис. 6-23,*в*) имеет только один отвод от вторичной обмотки трансформатора *Тр*. При максимальном напряжении питания тиристоры $Д_3$ и $Д_5$ закрыты и напряжение на нагрузке определяется мостовым диодным выпрямителем $Д_1$, $Д_2$, $Д_4$ и $Д_6$, подключенным к обмотке w_2. При открывании тиристора $Д_5$ (или $Д_3$) напряжение на нагрузке определяется обмотками w_2+w_3. Ток нагрузки протекает поочередно через $Д_5$ и $Д_2$ или $Д_6$ и $Д_3$. Диоды $Д_1$, $Д_4$ при этом закрыты напряжением обмотки w_3 трансформатора. Недостатком выпрямителя является необходимость в двух гальванически развязанных схемах управления тиристорами, а также в больших потерях мощности на выпрямительных элементах.

В схеме на рис. 6-23,*г* при максимальном напряжении питания тиристоры $Д_3$ и $Д_4$ закрыты, напряжение на нагрузке определяется напряжением обмотки w_2, выпрямленным мостовой схемой выпрямителя $Д_1$, $Д_2$, $Д_5$, $Д_6$. При открывании тиристоров $Д_3$ (или $Д_4$) диоды $Д_5$ и $Д_6$ закрываются напряжением обмотки w'_3 (w''_3). Напряжение на нагрузке будет определяться обмотками $w_2+w'_3$, ток поочередно проходит через $Д_3$ и $Д_2$ или через $Д_4$ и $Д_1$.

При малых кратностях изменения питающего напряжения ($1<\varepsilon<2$) минимальная расчетная мощность трансформатора — у схемы на рис. 6-23,*в*. При кратности $\varepsilon>2$ для получения минимальных габаритов трансформатора выгоднее использовать схему на рис. 6-23,*б*.

Пульсации выходного напряжения в схемах регулируемых выпрямителей с вольтодобавочным напряжением оказываются намного меньшими, чем в схемах на рис. 6-21. Коэффициенты пульсаций выходного напряжения для второй и четвертой гармоник соответственно равны:

$$K_{п(2)}=\frac{2}{3}\sqrt{1+\frac{4n\sin^2\alpha\,(n+\cos\alpha)}{(1+n\cos\alpha)^2}};$$

$$K_{п(4)}=\frac{2}{15}\sqrt{1+\frac{16n\sin^2\alpha\,(3\cos^2\alpha-2\cos\alpha+n)}{(1+n\cos\alpha)^2}},$$

где

$$n'' = \frac{w'_3}{(w'_2 + w''_2 + w'_3)},$$

Зависимость $K_{п(2)} = f(\alpha)$ при фиксированных значениях n в интервале $0 < \alpha < \pi$ имеет максимум и минимум, а зависимость $K_{п(4)} = f(\alpha)$ — два максимума и минимума.

Вместо тиристоров в качестве регулирующих элементов выпрямителя могут быть использованы магнитные усилители. Так, схемы выпрямителей с двухполупериодными магнитными усилителями и мостовой схемой выпрямления (рис. 6-24,*а*), а также с трансформатором *Тр*, имеющим среднюю точку вторичной обмотки (рис. 6-24,*б*), обеспечивают практически ту же форму выходного напряжения, что и соответствующие схемы регулируемых тиристорных выпрямителей, приведенные на рис. 6-21,*б*, *г*. Под углом регулирования α здесь следует понимать интервал времени насыщения сердечников магнитного усилителя. На рис. 6-24,*в* приведена схема регулируемого выпрямителя на магнитном усилителе с вольтодобавочным напряжением, аналогичная схеме, приведенной на рис. 6-23,*а*.

Применение магнитных усилителей в регулируемых выпрямителях целесообразно в тех случаях, когда не предъявляются высокие требования к быстродействию регулирующего элемента. Масса и габариты выпрямителей с магнитными усилителями соизмеримы с аналогичными показателями тиристорных выпрямителей при повышенной частоте питающего напряжения (около 400 Гц). Благодаря отсутствию сложных фазо-импульсных схем управления или широтно-импульсных модуляторов, необходимых для управления тиристорами, применение магнитных усилителей позволяет существенно упростить и повысить надежность схемы выпрямителя.

Любая тиристорная схема регулируемого выпрямителя может быть выполнена на диодно-транзисторных элементах, однако это приводит к существенному усложнению схемы, увеличению числа элементов, снижению надежности. Поскольку транзисторы уступают

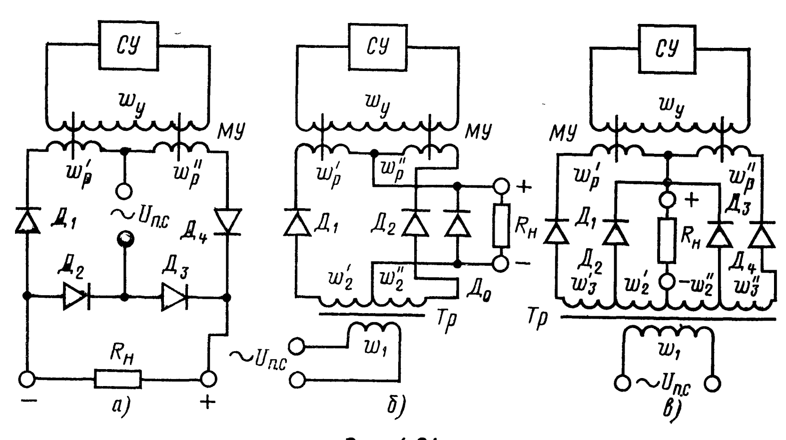


Рис. 6-24.

тиристорам и по максимально допустимым значениям токов и напряжений, то такие схемы выпрямителей не получили широкого применения.

6-3. Стабилизированные преобразователи напряжения постоянного тока

Стабилизация выходного напряжения в источниках вторичного электропитания с высокочастотным инвертором может осуществляться централизованным стабилизатором, включенным в цепь питания инвертора, индивидуальными стабилизаторами, включенными в каждую из выходных цепей инвертора, а также одновременным использованием этих способов. Для обеспечения сравнительно высокого к. п. д. используются импульсные способы регулирования напряжения. Во всех этих вариантах стабилизированные источники вторичного электропитания получаются сложными, содержат большое количество элементов, что приводит к увеличению их объема и массы, снижению надежности работы.

Выполнение нескольких функций в одном узле источника вторичного электропитания позволяет упростить схему, сократить количество элементов в схеме, повысить к. п. д. и надежность.

Совмещение функций стабилизации напряжения и инвертирования, а также трансформации (при наличии в схеме трансформатора) достигается в инверторах и конвертерах источников вторичного электропитания. Стабилизированные инверторы и конвертеры в источнике используются в качестве основных стабилизирующих устройств или предварительных стабилизаторов напряжения.

Стабилизированные преобразователи напряжения постоянного тока, как и другие стабилизирующие устройства, могут быть условно классифицированы на транзисторные и тиристорные, параметрические и компенсационные, с непрерывным или импульсным регулированием напряжения, с широтно-импульсным, фазовым или частотным способами управления импульсами и пр. Все эти вопросы были достаточно подробно рассмотрены в предыдущих разделах, поэтому здесь основное внимание уделяется особенностям построения схем стабилизированных преобразователей напряжения и принципу их действия. Следует иметь в виду, что в основу схемы стабилизированного преобразователя положена та или иная из схем нестабилизированных инверторов, рассмотренных в § 6-1. Поэтому вопросы запуска инверторов, борьбы со всплесками коллекторных токов и напряжения и пр. в равной мере относится и к схемам стабилизированных инверторов и конвертеров.

На рис. 6-25 представлена схема стабилизированного конвертера, выполненного по схеме двухтактного усилителя мощности на транзисторах T_1 и T_2, выходном трансформаторе Tp_1 и вольтодобавочном трансформаторе Tp_2. Выходные обмотки w_2 обоих трансформаторов соединены согласно и последовательно, к ним подключена мостовая выпрямительная схема $Д_6—Д_9$ с LC-сглаживающим фильтром $Др_2$, C_2. Первичные обмотки указанных трансформаторов соединены между собой через разделительные диоды $Д_1$ и $Д_2$.

Стабилизация выходного напряжения осуществляется за счет регулирования напряжения постоянного тока, питающего вольтодобавочный трансформатор Tp_2. Регулирующий элемент стабилизирующего устройства (транзистор T_3) работает в импульсном режиме с широтно-импульсной модуляцией. Данная схема может

применяться при небольших пределах изменения питающего напряжения. В этом случае мощность вольтодобавочного устройства сравнительно невелика. Амплитудный способ регулирования напряжения переменного тока позволяет упростить сглаживающий фильтр, значительно уменьшить параметры его элементов. При одном источнике питания данная схема оказывается проще, чем

Рис. 6-25.

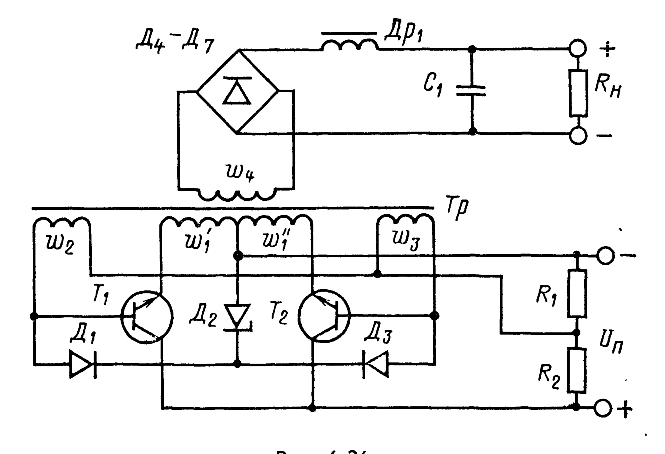


Рис. 6-26.

вольтодобавочный стабилизатор напряжения постоянного тока, включенный в цепь питания конвертера.

Параметрические стабилизированные преобразователи напряжения применяются, как правило, в устройствах с невысокими требованиями к стабильности выходного напряжения или в качестве предварительных стабилизаторов. На рис. 6-26 представлена схема параметрического стабилизированного конвертера, выполненного на транзисторах T_1 и T_2 и трансформаторе *Тр*. Особенностью данной схемы является то, что транзисторы работают в режиме не полностью открывающегося ключа. Сущность этого способа заключается в том, что в открытом состоянии транзистор находится в области усиления, работая как управляемый резистор, аналогично транзистору стабилизатора напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием.

Напряжение на первичной обмотке $w'_1(w''_1)$ трансформатора *Тр* поддерживается постоянным при изменении питающего напряжения за счет изменения падения напряжения на транзисторе. В область отсечки транзистор переводится сигналом обмотки обратной связи, как в обычных инверторах (w_2 или w_3). Напряжение, приложенное к переходу эмиттер—база переключающегося транзистора в открытом состоянии, $U_{ЭБ}=U_{ст}-U_{w'1}$, где $U_{ст}$ — напряжение стабилизации стабилитрона $Д_2$.

У обмоток w_2 и w_3 трансформатора *Тр* число витков должно быть больше, чем у эмиттерных обмоток w'_1 и w''_1, так как необходимым условием работы является $U_{w'1}<U_{ст}<U_{w2}=U_{w3}$. Ток стабилитрона $Д_2$ задается резистором R_2. Резистор R_1 обеспечивает запуск схемы при включении питания.

Схемы стабилизированных преобразователей напряжения с транзисторами, работающими в режиме не полностью открывающегося ключа, очень просты, содержат малое число элементов. Однако они не нашли широкого применения из-за низкого к. п. д., а также необходимости применения транзисторов с одинаковыми параметрами. Последнее требование выполнить практически невозможно даже при подборе транзисторов, так как изменение параметров в процессе эксплуатации будет неодинаковым. Разброс параметров приводит к несимметрии формы выходного напряжения, подмагничиванию сердечника трансформатора и появлению коммутационных всплесков коллекторного тока.

Наибольшее применение получил способ стабилизации выходного напряжения инверторов и конвертеров изменением временных параметров импульсов напряжения переменного тока прямоугольной формы. Это достигается при помощи схем управления с широтно-импульсной или фазовой модуляцией. При изменении длительности импульсов выходного напряжения в пределах от 0 до π и постоянной частоте переключения можно обеспечить стабилизацию (или регулирование) среднего или действующего значений напряжения на выходе двухполупериодного выпрямителя, которые будут равны:

$$U_{н.ср}=\frac{\pi-\alpha}{\pi}U_{mн};\qquad U_{н.действ}=\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{\pi}}U_{mн}.$$

В стабилизированных преобразователях напряжения с фазовым управлением изменение длительности импульсов выходного напряжения осуществляется обычно за счет изменения фазы между двумя напряжениями прямоугольной формы одинаковой частоты.

а) б) в)

Рис. 6-27.

Рис. 6-28.

На рис. 6-27,*а* представлена схема стабилизированного конвертера с фазовым управлением в регулируемом выпрямителе *ВР*. Преобразователь состоит из двух автогенераторов (инверторов) $И_1$ и $И_2$. Один из инверторов $И_1$ ведущий, он может быть выполнен по любой из рассмотренных в § 6-1 схем. Второй — ведомый, момент переключения его транзисторов регулируется схемой управления *СУ*.

Каждый из инверторов имеет трансформаторный выход, вторичные обмотки которых включены в цепи выпрямительных диодов $Д_1$ и $Д_2$ (рис. 6-27,*б*, *в*). Форма напряжения на входе сглаживающего фильтра *Др*, *С* соответствует рис. 1-4,*б*. Подобные регулируемые выпрямители достаточно подробно были рассмотрены в § 6-2.

Достоинство схемы заключается в том, что выходной трансформатор $Тр_1$ должен быть рассчитан на полную выходную мощность, а трансформатор $Тр_2$ — только на мощность управления транзисторами выпрямителя.

Схема стабилизированного преобразователя (рис. 6-28) является одним из примеров выполнения систем с фазовым управлением. Ведущий инвертор выполнен по схеме с насыщающимся выходным трансформатором $Тр_1$ на транзисторах $Т_1$ и $Т_2$. Цепочка R_1, $Д_1$ обеспечивает запуск инвертора. Ведомый инвертор выполнен на транзисторах $Т_3$ и $Т_4$. Принцип работы схемы рассмотрен в § 6-1. В качестве регулируемого резистора, обеспечивающего изменение фазового сдвига между выходными напряжениями, используется транзистор $Т_5$. Напряжение питания транзистора $Т_5$ поступает с выпрямительного моста $Д_3$—$Д_6$. Резистор R_5 позволяет устанавливать начальный фазовый сдвиг в схеме. На выходе обоих инверторов включены нерегулируемый выпрямитель $Д_{10}$—$Д_{13}$ и сглаживающий фильтр *Др*, $С_2$. В данной схеме оба инвертора мощные: ведущий рассчитывается на полную выходную мощность, ведомый — на мощность, необходимую для стабилизации напряжения в заданных пределах. Схема управления должна обеспечивать изменение базового тока транзистора $Т_5$, работающего в режиме усиления.

Для гальванической развязки выходной цепи от цепи питания схема управления должна содержать трансформаторы или оптоэлектронные приборы, что приводит к ее усложнению.

Намного проще обеспечить гальваническую развязку выходных и входных цепей, применив в схеме управления инверторами магнитный усилитель *МУ*. Подобная схема стабилизированного преобразователя напряжения приведена на рис. 6-29. Фазосдвигающий конденсатор $С_1$ включен последовательно с обмотками w_3 трансформатора $Тр_1$ и w_4 трансформатора $Тр_2$. По этой цепи осуществляется принудительный запуск ведомого инвертора на транзисторах $Т_3$ и $Т_4$. Рабочие обмотки *МУ* включены последовательно с обмотками w_4 и w_5 трансформатора $Тр_1$. В момент насыщения сердечников *МУ* синхронизирующий импульс тока производит переключение транзисторов ведомого инвертора с углом сдвига α.

Управляющая схема состоит из опорного стабилитрона $Д_7$, регулируемого делителя напряжения R_7 и резистора R_6. В зависимости от сигнала рассогласования изменяется ток в обмотке управления $w_у$ *МУ*, что и приводит к изменению угла α. Если коэффициенты трансформации обоих трансформаторов n_1 и n_2 равны, то в схеме — полная модуляция напряжения. Выходное напряжение имеет форму, соответствующую рис. 1-6,*в*. Применение трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$ с неодинаковыми коэффициентами

трансформации $n_1 \neq n_2$ позволяет осуществлять частичную модуляцию (см. рис. 1-6,г). В этом случае среднее и действующее значения выходного напряжения равны:

$$U_{н.ср} = U'_{mн}\left[1 + \frac{\alpha}{\pi}\left(\frac{1}{\lambda_н} - 1\right)\right];$$

$$U_{н.действ} = U'_{mн}\sqrt{1 + \frac{\alpha}{\pi}\left(\frac{1}{\lambda^2} - 1\right)},$$

где

$$\lambda_н = \frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2}.$$

Наряду с фазо-импульсными системами управления широкое применение находят и схемы с широтно-импульсным управлением, эти схемы несколько проще первых схем. Включение широтно-

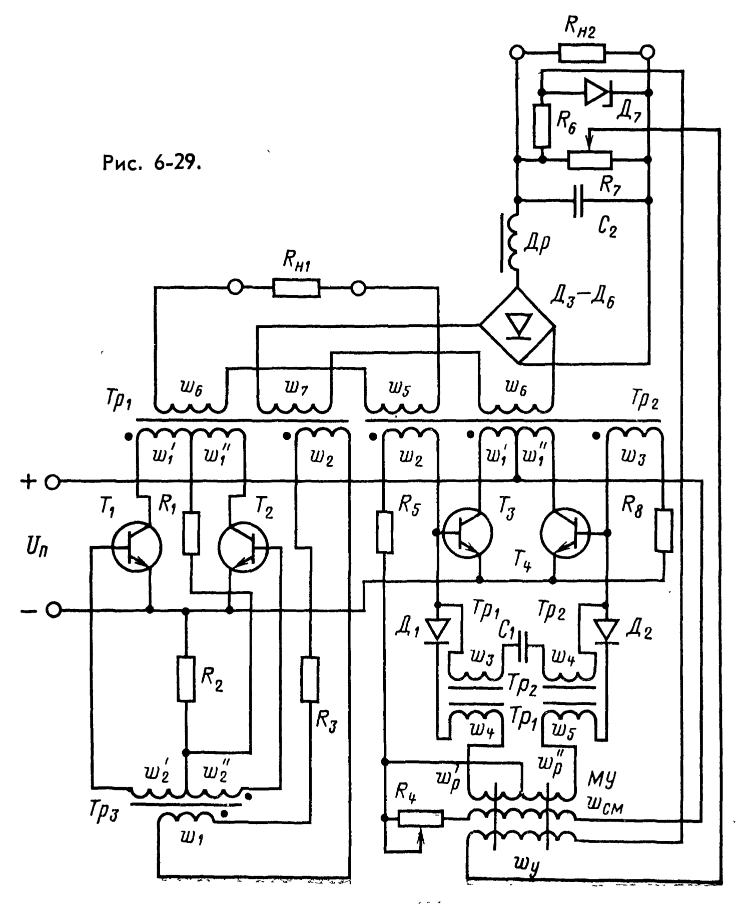


Рис. 6-29.

импульсных модуляторов в базовые цепи транзисторов инвертора позволяет изменять длительность открытого состояния транзистора при сравнительно малой мощности модулятора. В подобных схемах необходимо обеспечивать надежное закрывание транзисторов инвертора на время пауз в форме кривой выходного напряжения. Схемы широтно-импульсных модуляторов выполняются по тем же

Рис. 6-30.

Рис. 6-31.

принципам, что и схемы ШИМ для стабилизаторов напряжения постоянного тока с импульсным регулированием.

Стабилизированные конвертеры, схемы которых приведены на рис. 6-30 и 6-31, выполнены на транзисторных инверторах с независимым возбуждением. Момент отпирания транзисторов усилителей мощности регулируется транзистором T_1 (рис. 6-31) или магнитным усилителем *МУ* (рис. 6-30), включенным в базовые цепи этих транзисторов. Управление регулирующими элементами производится от схем управления *СУ*, подключенных непосредственно к выходной цепи конвертера (рис. 6-30) или к выходу вспомогательной цепи $Д_7$—$Д_{10}$, C_2, $Др_2$ (рис. 6-31). Последнее сделано для того, чтобы обеспечить электрическую изоляцию между входными и выходными цепями, хотя в этом случае нет достаточно четкого слежения за изменениями выходного напряжения в силовой цепи $Д_3$—$Д_6$, C_1, $Др_1$ при изменении в ней тока нагрузки. Транзисторы T_1 и T_2 в схеме рис. 6-30 запираются от специального однополупериодного выпрямителя $Д_1$, C_1, подключенного к одной из обмоток задающего генератора. В схеме, приведенной на рис. 6-31, подобное запирание осуществляется от обмоток w_3 и w_5 трансформатора $Тр_1$ задающего генератора.

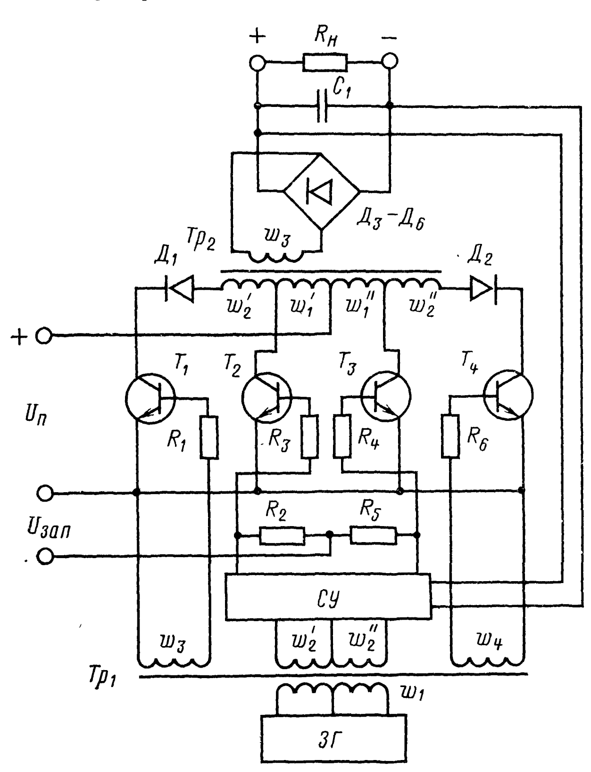


Рис. 6-32.

В обеих схемах обеспечивается полная модуляция выходного напряжения, что требует обязательного применения выходного сглаживающего фильтра, начинающегося с дросселя.

Габариты и массу сглаживающего фильтра можно существенно уменьшить, применив в стабилизированном преобразователе напряжения частичную модуляцию выходного напряжения.

В схеме стабилизированного преобразователя напряжения (рис. 6-32) инвертор выполнен на транзисторах T_1 и T_4. Транзисторы T_2 и T_3 являются регулирующим органом, связанным со схемой управления *СУ*. Закрытое состояние транзисторов T_2 и T_3 достигается с помощью источника запирающего смещения $U_{зап}$. Отпирание транзисторов обеспечивается напряжением обмоток w'_2, w''_2 задающего генератора, подключаемых к базовым цепям схемой управления преобразователя. При поочередном открывании транзисторов T_2 и T_3 в течение части периода коммутации происходит изменение коэффициента трансформации из первичной во вторичную обмотки $\left(\text{вместо } n_1 = \dfrac{w_3}{w'_1 + w'_2} \text{ имеем } n_2 = \dfrac{w_3}{w'_1}\right)$.

Форма напряжения на выходе выпрямительной схемы соответствует рис. 1-4,*б*. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ препятствуют возникновению режима короткого замыкания обмоток w'_2 или w''_2 при одновременном открывании транзисторов T_1 и T_2 или T_3 и T_4.

Подобный способ регулирования выходного напряжения с магнитным усилителем *МУ* показан на рис. 6-33. Рабочие обмотки $w'_р$ и $w''_р$ включены в отпайки на первичной обмотке трансформатора $Тр_2$. Изменение коэффициента трансформации происходит в момент насыщения сердечников магнитного усилителя. Резистор R_4 устанавливает положение начальной рабочей точки *МУ*. Короткозамкнутая обмотка $w_{кз}$, состоящая из нескольких витков, не дает появиться паразитной высокочастотной генерации. Диоды $Д_1$—$Д_4$ препятствуют возникновению короткозамкнутых обмоток в трансформаторе $Тр_2$. Значительные индуктивности в коллекторных цепях транзисторов T_1 и T_2 могут привести к перенапряжениям на коллекторах этих транзисторов.

Схема управления *СУ* состоит из транзисторов T_3 и T_4, опорного стабилитрона $Д_{10}$; в коллекторной цепи T_3 включена управляющая обмотка $w_у$ *МУ*.

Схема стабилизированного конвертера с частотным способом регулирования показана на рис. 6-34. Задающий генератор *ЗГ* выполнен по схеме автогенератора с насыщающимся выходным трансформатором. Частота переключения *ЗГ* изменяется пропорционально изменению напряжения питания. Выходные обмотки *ЗГ* управляют работой мостового *УМ*, в диагональ которого включены последовательно соединенные обмотки w_1 трансформаторов $Тр_1$—$Тр_3$. Во вторичных обмотках w_2 трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_3$ включен последовательный резонансный контур, образованный конденсатором C_1 и индуктивностью дросселя $Др_1$. Двухполупериодный выпрямитель с *LC*-фильтром включен в обмотку $w'_2 + w''_2$ трансформатора $Тр_2$. Схема управления *СУ* следит за изменением выходного напряжения и воздействует на задающий генератор, изменяя его рабочую частоту.

При минимальном значении напряжения питания $U_{п.мин}$ частота коммутации *ЗГ* точно соответствует резонансной частоте контура C_1, $Др_1$. На этой частоте сопротивление контура очень мало

Рис. 6-33.

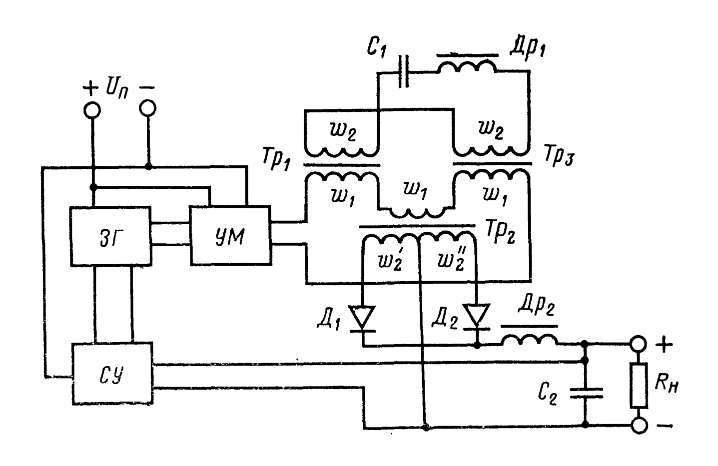


Рис. 6-34.

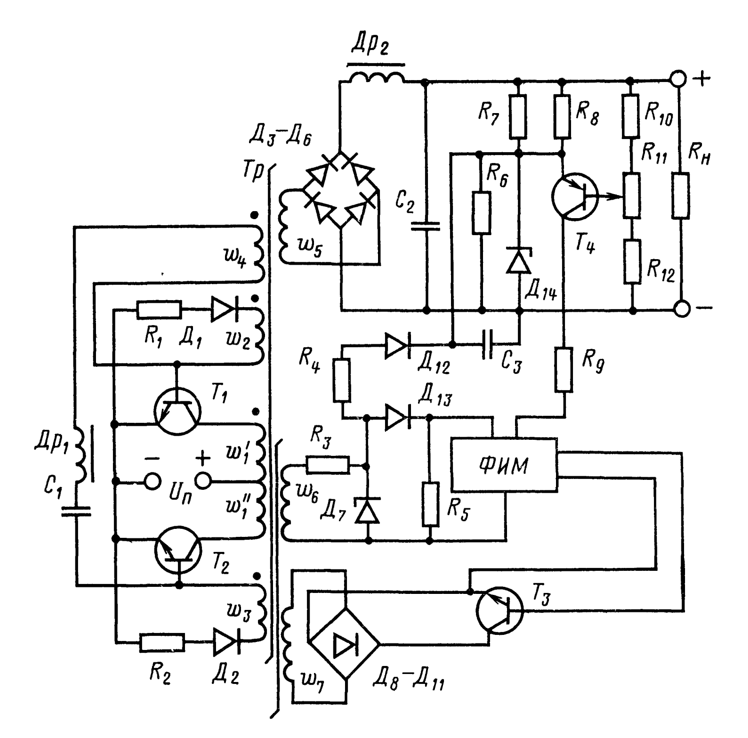


Рис. 6-35.

и переменное напряжение полностью поступает на обмотку w_1 трансформатора $Тр_2$. При увеличении напряжения питания частота *ЗГ* увеличивается, сопротивление резонансного контура возрастает и на нем происходит падение части переменного напряжения. Изменение частоты происходит и под действием сигнала ошибки *СУ*. Выбор достаточно высокой частоты коммутации позволяет уменьшить массу и объем трансформаторов схемы.

Весьма интересной является схема стабилизированного конвертера, приведенная на рис. 6-35. Инвертор выполнен по схеме с самовозбуждением, частота колебаний стабилизируется при помощи последовательного резонансного *LC*-контура ($Др_1$, C_1), включенного в базовые цепи транзисторов T_1 и T_2. Выходной трансформатор *Тр* имеет сдвоенный сердечник. Первичные $w'_1 w''_1$ и базовые w_2, w_3, w_4 обмотки охватывают оба независимых тороидальных сердечника *Тр*, выходная обмотка w_5 намотана только на одном из сердечников (выходном), а регулирующая обмотка w_7 — на втором (регулирующем) сердечнике. Имеется еще обмотка w_6, намотанная на обоих сердечниках. Она используется для питания схемы фазового управления (ФИМ).

Выходное напряжение инвертора регулируется за счет изменения распределения магнитного потока в сердечниках трансформатора *Тр*.

Для этого ключевой элемент, например транзистор T_3, в течение части полупериода закорачивает нормально разомкнутую регулирующую обмотку w_7. Резкое уменьшение э. д. с. обмотки w_7 и магнитного потока в регулирующем сердечнике вызовет соответствующее увеличение э. д. с. обмотки w_5 за счет перераспределения магнитного потока в выходной сердечник. В обмотках w_1—w_4, w_6, охватывающих оба сердечника, э. д. с. практически не изменится.

Описанный выше процесс приводит к получению частичной модуляции выходного напряжения. Изменение длительности модуляции обеспечивается изменением времени закорачивания регулирующей обмотки относительно периода коммутации. Глубина модуляции зависит от соотношения сечений магнитопроводов выходного и регулирующего сердечников трансформатора *Тр*. Сердечники должны быть выполнены из магнитного материала с прямоугольной петлей гистерезиса.

В качестве регулирующего элемента можно использовать биполярный транзистор, включенный в диагональ постоянного тока мостовой выпрямительной схемы, или симметричный транзистор, подключенный непосредственно к обмотке w_7.

Рассмотренные выше схемы стабилизированных инверторов и конвертеров не являются единственно возможными. На их примере были рассмотрены лишь характерные особенности построения подобных устройств.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЗАЩИТА СТАБИЛИЗИРОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

7-1. Общие сведения

Особенностью стабилизированных источников вторичного электропитания на полупроводниковых приборах является их повышенная чувствительность даже к кратковременным токовым перегрузкам и перенапряжениям. Поэтому обязательно должны быть приняты меры, обеспечивающие защиту электрорадиоэлементов схем при возникновении аварийных ситуаций или во время переходных процессов. Это позволяет повысить надежность работы как источников вторичного электропитания, так и всей радиоэлектронной аппаратуры.

В настоящее время разработано большое количество различных систем и устройств защиты, отличающихся назначением, принципом построения, сложностью, быстродействием, чувствительностью, областью применения и пр.

В стабилизированных источниках вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры в настоящее время применяются следующие виды защит:

а) защита источника вторичного электропитания от повышения тока нагрузки выше максимально допустимого значения или короткого замыкания на выходе;

б) защита нагрузки (потребителя электроэнергии) от повышения и понижения выходного напряжения источника вторичного электропитания по отношению к предельным допустимым значениям при отклонениях напряжения первичной питающей сети или при возникновении аварийных ситуаций в самом источнике вторичного электропитания;

в) защита источника вторичного электропитания от включения в сеть постоянного тока с обратной полярностью напряжения;

г) защита первичной питающей сети от токовых перегрузок и коротких замыканий при возникновении неисправностей во вторичном источнике питания или нагрузке.

Возможны и другие виды защиты: от обрыва одной из фаз при питании от трехфазной сети переменного тока, от повышения температуры внутри источника питания и пр.

Системы и устройства защиты можно классифицировать по следующим основным признакам:

а) по принципу реакции на перегрузку — схемная, пассивная и активная защиты;

б) по характеру действия — дискретного и непрерывного действия;

в) по типу исполнительного элемента — с активными резисторами, стабилитронами, тиристорами, транзисторами, реле, предохранителями.

Схемная защита заключается в соответствующем выборе режима работы элементов так, чтобы в аварийном режиме перегрузка была не опасна. Подобная защита не всегда может быть выполнена для каждого электрорадиоэлемента, а главное, приводит к значительному увеличению массы и объема источника.

При пассивной защите в схему источника вторичного электропитания вводятся элементы, которые не участвуют в нормальной работе источника, но включаются в аварийном режиме и работают только за счет энергии действующего возмущения (например, стабилитроны при перегрузке по напряжению). Активная защита в ответ на сигнал о перегрузке выдает соответствующий сигнал на исполнительный элемент. Такая защита работает за счет энергии источника вторичного электропитания, а энергия действующего возмущения используется только для сигнализации о появлении возмущения. Системы и устройства пассивной и активной защиты широко применяются в стабилизированных источниках вторичного электропитания.

Устройства защиты непрерывного действия имеют одно устойчивое состояние и автоматически возвращают источник в рабочий режим после окончания аварийной ситуации. Устройства дискретного действия имеют два устойчивых состояния и для возврата источника в рабочий режим требуют вмешательства оператора.

Системы и устройства защиты должны обладать чувствительностью и быстродействием, достаточной надежностью в работе, иметь стабильные параметры и характеристики при воздействии различных внешних факторов (изменении питающего напряжения, температуры окружающей среды, влажности и пр.), обеспечивать регулировку параметров и характеристик, иметь малую массу, объем и стоимость; отключение поврежденной части аппаратуры не должно оказывать дополнительных нагрузок на другие приборы.

Сравнительно недавно основным способом защиты стабилизированных источников вторичного электропитания была схемная защита, широко применялся также элемент пассивной защиты — плавкий предохранитель. Значительное снижение разработчиками аппаратуры нагрузок на отдельные элементы вызывало увеличение массы, объема и стоимости источников вторичного электропитания. С внедрением в схемы источников питания полупроводниковых приборов оказалось, что плавкий предохранитель не в состоянии

защитить эти приборы в аварийных режимах. Было установлено, что энергия пропускаемая плавким предохранителем до момента разрыва цепи, достаточна, чтобы вывести из строя полупроводниковый прибор (даже за еще более короткое время). Из-за большой инерционности ограниченное применение находят в устройствах защиты и электромагнитные реле.

В настоящее время для защиты радиоэлектронной аппаратуры, в том числе и стабилизированных источников вторичного электропитания, выполненных на полупроводниковых приборах, используются только полупроводниковые быстродействующие и бесконтактные системы и устройства защиты.

Быстродействующие устройства защиты состоят из следующих основных функциональных узлов:

а) датчики сигнала аварии — обеспечивают сравнение контролируемой величины (тока, напряжения, температуры и пр.) с опорным напряжением (порогом срабатывания защиты) и выдают соответствующий сигнал в последующие функциональные узлы при отклонении контролируемой величины от значения порога срабатывания;

б) устройства обработки сигналов аварий — обеспечивают преобразование сигналов датчиков по форме, длительности, амплитуде, частоте; производят сравнение сигналов нескольких датчиков; обеспечивают усиление сигнала или его размножение с целью одновременного запуска нескольких исполнительных устройств защиты;

в) исполнительные устройства защиты — обеспечивают коммутацию (отключение, а также последующее подключение) источника вторичного электропитания по отношению к питающей сети при возникновении аварийной ситуации.

Датчики сигнала аварии могут быть предназначены для цепей переменного или постоянного тока. В первом случае в качестве датчиков широко используются трансформаторы тока, во втором — омические шунты, включаемые последовательно в силовую цепь постоянного тока источника. В мощных устройствах роль датчика постоянного тока выполняют магнитные усилители, подмагничиваемые током, или магнитные элементы уровня тока. В качестве исполнительных устройств обычно используются мощные транзисторы и тиристоры. Более обстоятельно работа основных функциональных узлов быстродействующих полупроводниковых устройств защиты будет рассмотрена ниже на примере контрольных схем.

7-2. Устройства коммутации и защиты первичного источника питания при неисправностях в приборах вторичного электропитания и нагрузке

Питание стабилизированных источников вторичного электропитания осуществляется двумя видами напряжения: переменного тока частотой 50 Гц (реже 400 или 1000 Гц) и постоянного тока различных номиналов напряжения. В процессе эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры могут возникать аварийные ситуации, приводящие к резкому увеличению потребляемого от первичного источника тока.

При питании аппаратуры от промышленной сети переменного тока практически неограниченной мощности подобные сверхтоки могут вызвать чрезмерный нагрев соединительных проводов; при питании от сети постоянного тока обычно ограниченной мощности — вызвать необратимое нарушение работоспособности первичного ис-

точника питания (например, аккумулятора, гальванической батареи). Поэтому на входе вторичного источника, как правило, включается пассивный элемент защиты от перегрузки по току — плавкий предохранитель или быстродействующий автоматический выключатель.

Плавкий предохранитель является одним из наиболее известных и простых элементов защиты, успешно работающих в цепях переменного и постоянного токов. Защитное его действие основано на том, что тепло $Q_т$, выделяющееся в плавкой вставке, пропорциональное интегралу

$$Q_т \equiv \int_0^{t_{пл}} i^2 dt,$$

расплавляет ее, а включенный последовательно с предохранителем защищаемый элемент за время перегорания вставки $t_{пл}$ не успевает выйти из строя.

Плавкие предохранители должны быть быстродействующими, обладать минимальными потерями мощности при номинальном токе, постоянством характеристик во времени при длительной эксплуатации, минимальным временем горения дуги, возникающей после расплавления вставки, минимальными габаритами и массой, удобством крепления и быстрой замены в схеме и пр.

Для правильного выбора плавких предохранителей типа ПК или ВП1 по номинальному $I_п$ и аварийному $I'_п$ значениям тока необходимо пользоваться их ампер-секундными характеристиками *1*—*7* (рис. 7-1) и такими же характеристиками элементов или устройств, требующих защиты. При этом амплитуда и длительность импульсов тока, которые допускает защищаемый элемент (устройство или, в данном случае, первичная питающая сеть), должны быть значительно большими, чем соответствующие значения при срабатывании предохранителя ($I'_п$, $t_{пл}$).

При выборе номинального значения тока плавкого предохранителя следует учитывать не только максимально допустимые для защищаемой первичной сети всплески тока, но и реально существующие (пусковые токи) при включении источника вторичного электропитания. Эти всплески, имеющие амплитуду, во много раз большую, чем их установившееся значение, определяются зарядными токами конденсаторов входных фильтров и токами кратковременного насыщения сердечников входных трансформаторов стабилизированных

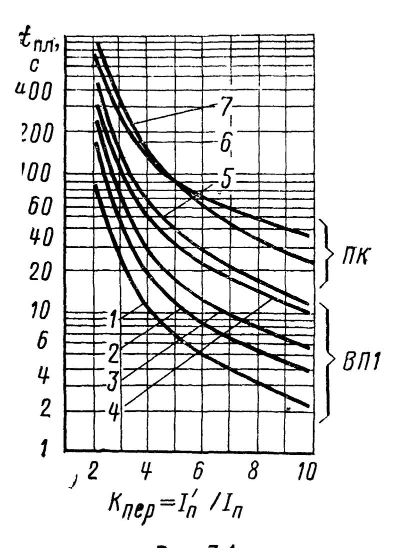


Рис. 7-1.

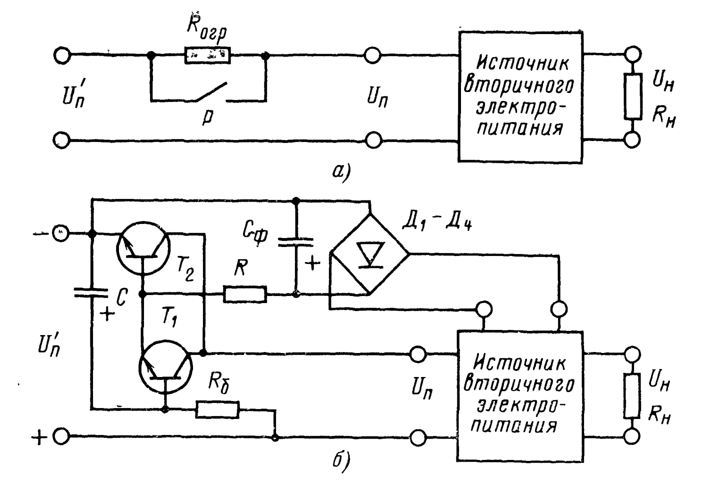


Рис. 7-2.

источников вторичного электролитания. Они могут привести к ложному срабатыванию плавких предохранителей (часто наступающему только после нескольких включений источника), кратковременной перегрузке первичного источника питания, обгоранию контактов механических и электромагнитных коммутирующих устройств, с помощью которых включается и отключается источник от питающего напряжения.

Для ограничения пусковых токов применяются специальные схемы защиты. В схеме, приведенной на рис. 7-2,*а*, включение источника вторичного электропитания производится через токоограничивающий резистор $R_{огр}$, который затем шунтируется контактами реле *Р*. В этом случае происходит ступенчатое включение питающего напряжения, что позволяет уменьшить пусковые токи. Ограничивающий резистор должен быть рассчитан на рассеивание соответствующей (значительной) импульсной мощности. В схеме необходимо предусмотреть элементы временной задержки срабатывания контактов реле или производить ступенчатое включение напряжения вручную. Схема защиты может быть использована при подключении источника вторичного электропитания как к сети постоянного, так и переменного тока.

Широко применяются транзисторные схемы ограничения пусковых токов. Они отличаются простотой, компактностью, высокой надежностью. Схема, изображенная на рис. 7-2,*б*, может быть применена при питании стабилизированного источника вторичного электропитания от сети постоянного тока. Здесь составной транзистор T_1, T_2 включен последовательно в один из проводов питания. Число составляющих его транзисторов зависит от их коэффициентов передачи тока и номинального значения тока питания. Резистор $R_б$ определяет базовый ток, необходимый для насыщения транзисторов. Конденсатор *С* шунтирует переходы база — эмиттер обоих транзисторов.

В первый момент после включения напряжения $U'_п$ конденсатор *С* разряжен и представляет весьма малое сопротивление. Транзи-

сторы находятся в области отсечки, и ток в цепи питания отсутствует. По мере заряда конденсатора C составной транзистор переходит в область усиления, ограничивая своим сопротивлением ток питания, а затем насыщается. Длительность процесса ограничения входного тока определяется емкостью C и сопротивлением резистора R_6.

Для того чтобы уменьшить мощность, рассеиваемую на силовом транзисторе T_2, и тем самым повысить к. п. д. схемы, необходимо предпринять специальные меры. Базовый ток транзистора T_2 можно увеличить с помощью отдельного источника питания напряжением 2—3 В, например, выпрямляя и сглаживая напряжение вспомогательной обмотки транзисторного инвертора ($Д_1$—$Д_4$, $C_ф$, R).

Наряду с плавкими предохранителями в стабилизированных источниках для защиты питающей сети находят широкое применение электромагнитные и быстродействующие бесконтактные полупроводниковые устройства. Обычно эти устройства защиты одновременно выполняют функции коммутирующих устройств цепей питания вторичного источника.

Ряд свойств электромагнитных коммутаторов: возможность одновременной коммутации нескольких цепей постоянного и переменного тока, большая защищенность от внешних помех, гальваническая развязка цепей управления и силовых цепей, устойчивая работа при значительных колебаниях параметров сигналов управления и температуры окружающей среды — позволяет им в некоторых случаях конкурировать с бесконтактными коммутирующими устройствами.

Однако существенные недостатки электромагнитных коммутаторов: значительное время срабатывания, большие потери мощности в обмотке управления, ограниченное число срабатываний контактных пар, создание значительных помех в момент коммутации из-за дребезга контактов и электрического разряда между ними, низкая надежность — все это сильно ограничивает их область применения.

Для уменьшения уровня помех, создаваемых коммутируемыми контактами, включают блокирующие цепочки. Простейшая из них состоит из последовательно включенных конденсатора C и резистора R (рис. 7-3,*а*). Резистор R ограничивает ток через конденсатор C и реактивную мощность рассеяния на конденсаторе.

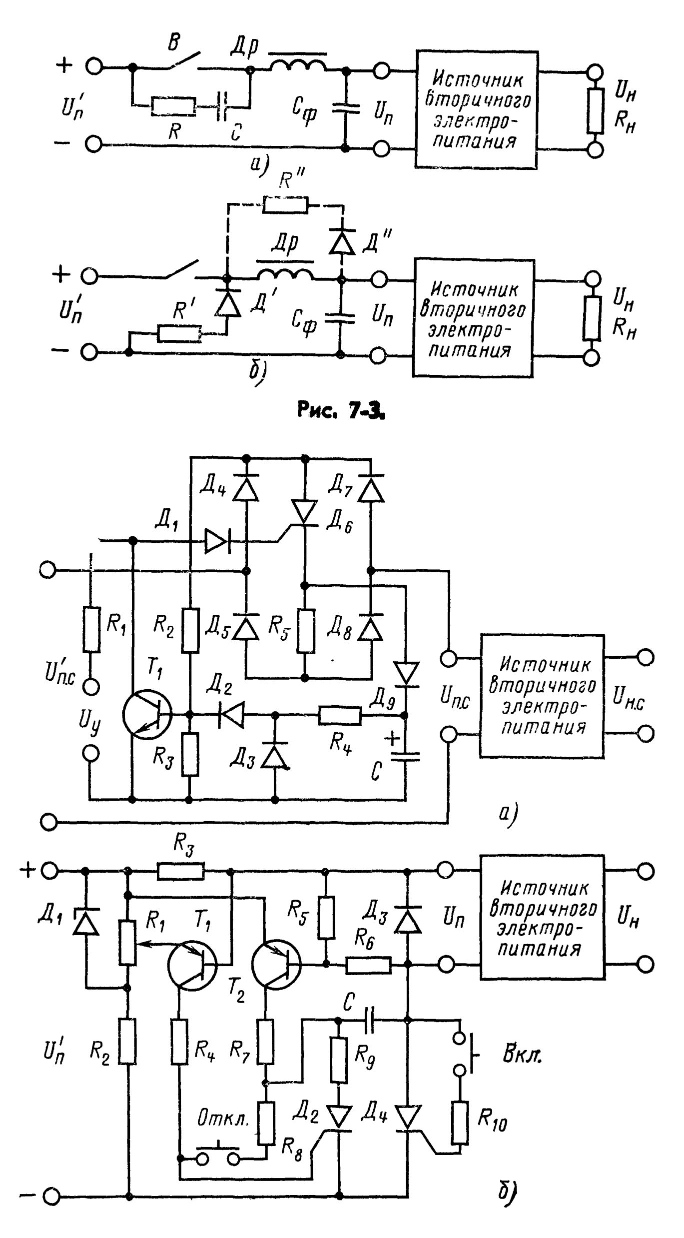
В мощных коммутирующих элементах имеются специальные устройства для быстрого гашения дуги при размыкании контактов.

Если на входе вторичного источника имеется дроссель входного фильтра, то в момент коммутации питания возникают большие перенапряжения на элементах входного фильтра. В этом случае необходимо включение цепочек из последовательно соединенных диода и резистора параллельно входу ($Д'$, R') или обмотке дросселя $Д''$, R'' (рис. 7-3,*б*).

При сравнительно небольших мощностях наиболее перспективными являются бесконтактные быстродействующие коммутирующие устройства на полупроводниковых приборах, позволяющие включать или выключать питающую сеть на входе стабилизированного источника и одновременно обеспечивать защиту первичной сети от перегрузок по току.

В качестве примера рассмотрим две схемы бесконтактных коммутаторов, приведенные на рис. 7-4.

Бесконтактный коммутатор на одном тиристоре $Д_6$ и транзисторе T_1 (рис. 7-4,*а*) позволяет включать и отключать напряжение



В
Др
Источник вторичного электро-питания
$U_н$
$R_н$
$U'_п$
R
C
$C_ф$
$U_п$
а)
R''
Др
Д''
Д'
R'
б)

Рис. 7-3.

$Д_4$
$Д_7$
$Д_1$
$Д_6$
R_1
R_2
$Д_5$
R_5
$Д_8$
$U'_{п.с}$
T_1
$Д_2$
$U_{п.с}$
$U_у$
$Д_9$
$U_{н.с}$
R_3
$Д_3$
R_4
C
а)
R_3
$Д_1$
R_1
T_1
R_5
$Д_3$
$U_п$
$U_н$
R_6
T_2
C
$U'_п$
R_2
R_4
R_7
R_9
Вкл.
Откл.
$Д_2$
$Д_4$
R_{10}
R_8
б)

Рис. 7-4.

питания переменного тока на входе источника вторичного электропитания в момент перехода этого напряжения через нуль. При отсутствии сигнала управления $U_у$, включающего схему, тиристор $Д_6$ закрыт и напряжение питания на выход схемы не поступает. Управляющий электрод тиристора шунтирован транзистором T_1. Этот транзистор находится в открытом состоянии в течение обоих полупериодов сетевого напряжения и закрывается лишь в момент перехода сетевого напряжения через нуль. Поэтому сигнал $U_у$ может быть приложен к управляющему электроду тиристора только в этот момент. Продолжительность отключенного состояния T_1 определяется сопротивлениями резисторов R_2, R_3. Задержка при включении и отключении напряжения питания не превышает половины периода сетевого напряжения.

Схема бесконтактной коммутации обеспечивает также ограничение тока при перегрузке или коротком замыкании на выходе. С ростом тока нагрузки увеличивается падение напряжения на резисторе R_5. Через резистор R_4 и диод $Д_2$ это напряжение поступает на базу транзистора T_1 и открывает его, что приводит к закрыванию тиристора и отключению напряжения питания от нагрузки вторичного источника. Время отключения определяется временем разряда конденсатора C через резистор R_4 и диод $Д_2$. Затем происходит повторное подключение вторичного источника и нагрузки к питающей сети. При постоянной перегрузке схема защиты будет находиться в автоколебательном режиме, ограничивая потребляемый ток на определенном уровня. Длительность импульса сигнала управления $U_у$ должна быть такой, чтобы ток нагрузки успел за это время нарасти до тока удержания тиристора.

На рис. 7-4,*б* представлена схема быстродействующего бесконтактного коммутатора сети постоянного тока с автоматическим отключением при появлении перегрузки по току.

Источник вторичного электропитания представляет собой нагрузку в цепи тиристора $Д_4$. Включение питающего напряжения к источнику производится нажатием кнопки *Вкл*, открывающей тиристор $Д_4$. Коммутирующий конденсатор C заряжается через открытый транзистор T_2, резистор R_7 и тиристор $Д_4$. Тиристор $Д_2$ обеспечивает отключение напряжения питания от вторичного источника. Для этого следует нажать кнопку *Откл.*, что приведет к открыванию тиристора $Д_2$, а он, в свою очередь, подключит коммутирующий конденсатор C к тиристору $Д_4$ с напряжением обратной (запирающей) полярности. При закрывании $Д_4$ прекратится ток через делитель R_5, R_6, это приведет к закрыванию транзистора T_2, т. е. отключению анодной цепи тиристора $Д_2$ от источника питания. Наличие транзистора T_2 в схеме позволяет исключить потери энергии при отключенном источнике вторичного питания.

Для отключения напряжения $U_п$ от вторичного источника при перегрузке по току в схему коммутатора введено транзисторное реле T_1, управляемое датчиком тока R_3. Напряжение уставки регулируется потенциометром R_1, включенным параллельно стабилитрону $Д_1$ (источнику опорного напряжения). При возникновении перегрузки по току падение напряжения на R_3 становится больше, чем напряжение уставки, транзистор T_1 открывается и подает на тиристор $Д_2$ открывающий сигнал управления. Это приводит к закрыванию тиристора $Д_4$ и отключению питающего напряжения от источника вторичного электропитания.

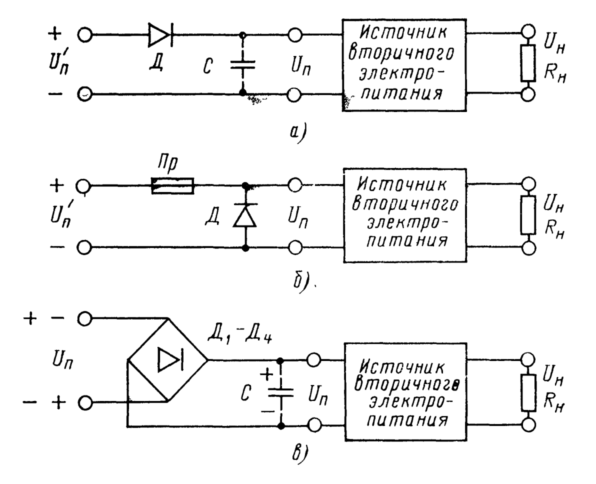


Рис. 7-5.

Включение стабилизированного источника вторичного электропитания к первичному источнику постоянного тока с обратной полярностью приводит, как правило, к выходу из строя силовых транзисторов, электролитических конденсаторов и других элементов схемы и появлению перегрузки по току. Такое включение может произойти при ошибочном подсоединении вторичного источника или аварийном изменении полярности напряжения у первичного генератора постоянного тока.

Простейшей защитой в этом случае является включение в цепь питания последовательно с источником вторичного электропитания полупроводникового диода *Д* в прямом направлении (рис. 7-5,*а*). При перемене полярности питающего напряжения диод *Д* закрывается и тем самым производит отключение вторичного источника от источника питания. Недостаток схемы заключается в больших потерях мощности на диоде, а также увеличении пульсаций питающего напряжения при изменяющейся нагрузке. В этом случае после диода *Д* целесообразно включить конденсатор *С* (он показан на рис. 7-5,*а* пунктиром), в результате чего образуется звено сглаживающего фильтра.

Если на входе стабилизированного источника вторичного электропитания имеется плавкий предохранитель, то защитный диод *Д* можно включить параллельно входу вторичного источника (рис. 7-5,*б*). При подключении напряжения питания обратной полярности диод *Д* откроется и предохранитель перегорит. При этом должен быть достаточно мощным, чтобы обеспечить протекание тока сгорания предохранителя.

В маломощных радиолюбительских устройствах можно рекомендовать включать питающее напряжение ко входу стабилизированного источника вторичного электропитания через мостовой выпрямитель (рис. 7-5,*в*). В этом случае питающее напряжение будет поступать на вход вторичного источника независимо от его полярности. Конденсатор *С* способствует уменьшению уровня пульсаций питающего напряжения.

7-3. Схемы защиты стабилизированных источников вторичного электропитания от перегрузок по току

Токовые перегрузки для стабилизированных вторичных источников могут возникать как в момент подключения некоторых нагрузок — потребителей электроэнергии, так и в аварийных режимах работы.

Среди стабилизированных источников вторичного электропитания на полупроводниковых приборах наиболее чувствительными к токовым перегрузкам являются стабилизаторы напряжения последовательного типа и усилители мощности инверторов. Устройства защиты в этом случае предназначаются для ограничения тока, протекающего через силовую часть вторичного источника питания в режиме перегрузки, или для полного отключения вторичного источника от питающего напряжения. Основным требованием к подобного рода схемам защиты является максимальное быстродействие.

В схемах защиты источников вторичного электропитания от перегрузок по току и коротких замыканий на выходе, как правило, применяются транзисторные или тиристорные бесконтактные выключатели или ограничители тока, совмещаемые с основными функциональными узлами. После устранения токовой перегрузки для вторичного источника питающее напряжение подается на него вручную или автоматически.

Рис. 7-6.

В качестве типовой схемы рассмотрим бесконтактное защитное устройство, ограничивающее ток короткого замыкания или перегрузки без разрыва токовых цепей и автоматически возвращающееся в рабочее состояние при устранении аварийного режима (рис. 7-6). Эта схема обладает достаточным быстродействием, обеспечивая сохранность потребителя, источника и полупроводниковых приборов.

Исполнительный орган состоит из транзистора T и резистора R_3. При перегрузке транзистор закрывается за счет падения напряжения на резисторе R_2, который выполняет роль датчика тока. При закрывании транзистора T ток нагрузки в схеме ограничивается резистором R_3. В рабочем состоянии открытый транзистор шунтирует резистор R_3. Для надежного запирания T при токе перегрузки $I'_н$ необходимо выполнение условия

$$K'_{пер} I_н R_2 > U_{пр},$$

где $K'_{пер} = I'_н / I_н$ — коэффициент ограничения тока при перегрузке.

В этом случае сопротивление резистора R_2 должно удовлетворять неравенству

$$\frac{U_{пр}}{K'_{пер} I_н} \leqslant R_2 \leqslant \frac{U_{пр} - U_{ЭБнас}}{I_н}.$$

Сопротивление резистора R_3 выбирается из условия

$$K'_{пер} I_н = \frac{U_п}{R_2 + R_3 + R'_н},$$

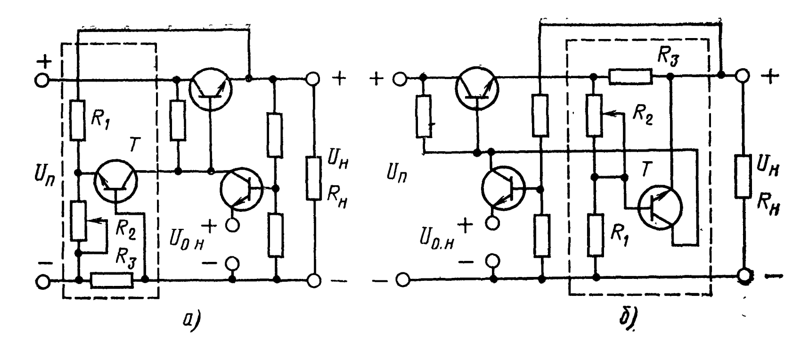


Рис. 7-7.

где $R'_н$ — сопротивление потребителя при перегрузке.

Обычно $R_2 \ll R_3$, поэтому

$$R_3 \approx \frac{U_п}{K'_{пер} I_н} - R'_н.$$

На рис. 7-7,*а*, *б* приведены две упрощенные схемы стабилизаторов напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием, в которых используются схемы защиты с автоматическим подзапиранием регулирующего транзистора при перегрузке по току (защитное устройство выделено на рисунке пунктиром). Обе схемы защиты состоят из транзистора T, сопротивлений делителя R_1, R_2 и датчика тока R_3. В нормальном режиме падение напряжения на R_3 меньше, чем на сопротивлении делителя R_2, транзистор T закрыт и не влияет на работу стабилизатора.

При увеличении тока свыше напряжения уставки, регулируемого с помощью резистора R_2, падение напряжения на R_3 увеличивается и вызывает переход транзистора T в область усиления. Увеличение коллекторного тока транзистора T приводит к уменьшению базового тока составного транзистора, падение напряжения на нем увеличивается, а ток нагрузки уменьшается. После устранения перегрузки схема автоматически возвращается к своему обычному рабочему состоянию.

Недостаток схемы рис. 7-7,*а* заключается в отсутствии общего провода между входом и выходом стабилизатора. Общим недостатком этих схем является снижение к. п. д. вторичного источника из-за потерь мощности в датчике тока. Для уменьшения этих потерь сопротивление резистора датчика выбирают возможно меньшим, однако в этом случае требуется повышение чувствительности исполнительного органа защиты (вместо одного транзистора используются различные схемы транзисторных реле с одним или двумя устойчивыми состояниями).

Рассмотренные схемы защиты применяются в полупроводниковых стабилизаторах, выходное напряжение которых меньше предельно допустимого напряжения коллектор — эмиттер регулирующего транзистора, так как в аварийном режиме выходное напряжение практически полностью прикладывается к этому транзистору.

R7
R8
R10
Д7
R11
C1
T1
T2
Р1
R9
Д2
Д1
Д3
R1
R2
R3
Д4
Д5
Д6
R4
R5
R6
U'н
U''н
U'''н
Источник вторичного электропитания
Д8
Р2
+
Uп
−
Д9
В
Р1
Л

Рис. 7-8.

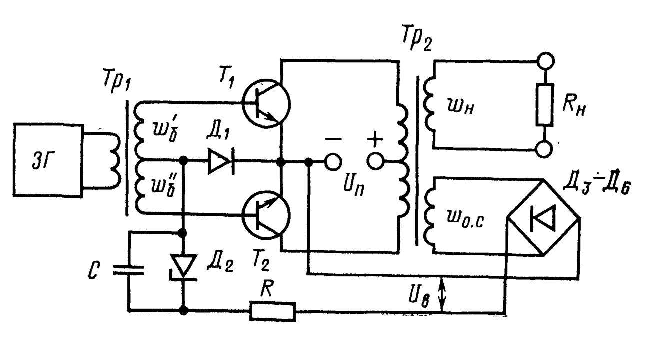


Рис. 7-9.

В стабилизированных источниках вторичного электропитания с централизованным стабилизатором напряжения и несколькими выходными цепями различной мощности возникновение перегрузки по току в одной из них может не обеспечить требуемого возрастания тока через датчик, включенный в общий провод питания, и схема защиты не сработает. В этом случае схема защиты должна иметь датчики тока в каждой из выходных цепей источника. Схему защиты можно выполнить и по принципу совпадения потенциалов (рис. 7-8). Данная схема состоит из каскада совпадения потенциалов (диоды $Д_1$—$Д_6$, резисторы R_1—R_6), электронного ключа (транзисторы T_1, T_2, стабилитрон $Д_7$ и реле P_1) и инерционного звена (R_{11}, C_1).

При коротком замыкании в любой из выходных цепей вторичного источника питания или пропадания напряжения на ней исчезнет напряжение смещения одного из диодов $Д_1$—$Д_3$. Это вызовет открывание транзистора T_1 с помощью напряжения, снимаемого с делителя R_8, R_9 в его базовой цепи. Срабатывание электронного ключа приводит к срабатыванию реле P_1, которое одной из своих пар контактов размыкает цепь питания вторичного источника, а другой парой контактов осуществляет самоблокировку схемы.

Инерционное звено R_{11}, C_1 устраняет возможность ложного срабатывания схемы защиты в момент включения источника вторичного электропитания. Вместо реле целесообразнее включить любой бесконтактный быстродействующий исполнительный орган.

В стабилизированных источниках вторичного электропитания, содержащих в своем составе инвертор с независимым возбуждением (усилитель мощности) на транзисторах, необходимы устройства защиты силовых транзисторов инвертора при возникновении на выходе токовых перегрузок. Это объясняется тем, что при перегрузке транзисторы усилителя мощности выходят из режима насыщения, выходное напряжение начинает падать, а напряжение на коллекторах транзисторов и рассеиваемая мощность возрастают. Если эта мощность превысит максимально допустимое значение, то транзисторы выйдут из строя.

Схема защиты транзисторов усилителя мощности при токовых перегрузках приведена на рис. 7-9. Она состоит из мостовой выпрямительной схемы на диодах $Д_3$—$Д_6$, подключенной к обмотке $w_{о.с}$ выходного трансформатора $Тр_2$, RC-цепочки, стабилитрона $Д_2$ с напряжением стабилизации $U_{ст}$ и диода $Д_1$. Базовый ток каждого из транзисторов усилителя мощности протекает под действием суммарного напряжения соответствующей базовой обмотки $w'_б$ или $w''_б$ трансформатора $Тр_1$ и выпрямленного напряжения дополнительной обмотки $w_{о.с}$ трансформатора $Тр_2$.

При перегрузке по току или коротком замыкании выходной цепи напряжение $U_в$ на выходе мостового выпрямителя резко уменьшается ($U_в \approx 0$). Так как напряжение стабилизации $U_{ст}$ выбирается большим, чем напряжение на каждой из базовых обмоток $w'_б$ или $w''_б$, то диод $Д_1$ закрывается. Поскольку при этом базовый ток транзисторов усилителя мощности протекать не может, то оба транзистора закрываются. Устранение перегрузки автоматически восстанавливает работоспособность схемы.

Конденсатор C емкостью около 0,5—1 мкФ и резистор R сопротивлением 1—3 кОм улучшают запуск инвертора при включении питания.

7-4. Защита потребителей электроэнергии от повышения напряжения на выходе стабилизированного источника вторичного электропитания

При некоторых аварийных ситуациях в стабилизированном источнике вторичного электропитания, например пробое переходов коллектор — эмиттер регулирующего транзистора в стабилизаторе напряжения последовательного типа, на выходе стабилизированного источника возможно значительное возрастание напряжения по сравнению с номинальным значением. Некоторые из нагрузок стабилизированного источника питания (типа интегральных микросхем) очень чувствительны к повышению питающего напряжения и могут при этом выйти из строя. Для защиты подобного рода потребителей электроэнергии применяются бесконтактные быстродействующие схемы, мгновенно отключающие нагрузку от выхода вторичного источника или резко уменьшающие его выходное напряжение. Наиболее благоприятные результаты дают схемы с применением тиристоров в исполнительных органах.

Простейшая схема защиты потребителя электроэнергии, питающегося от выходного напряжения постоянного тока источника вторичного электропитания (рис. 7-10,*а*), состоит из балластного резистора $R_{бл}$ и включенного параллельно нагрузке тиристора $Д_1$. Последний получает управляющий сигнал от цепочки, состоящей из стабилитрона $Д_2$ и резистора $R_{огр}$. При повышении напряжения выходной цепи выше максимально допустимого значения (уставки) через стабилитрон $Д_2$ начинает протекать ток и тиристор $Д_1$ открывается. Это приводит к резкому увеличению тока через резистор $R_{бл}$, падение напряжения на нем возрастает, а выходное напряжение $U_н$ уменьшается.

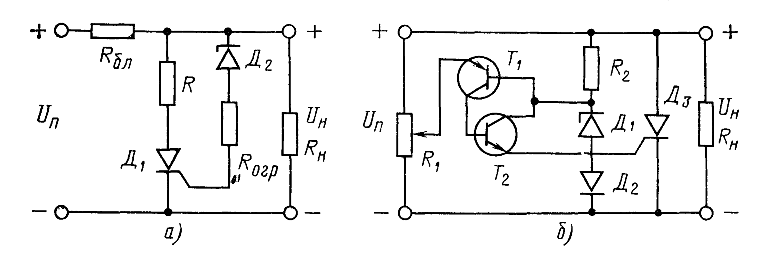


Рис. 7-10.

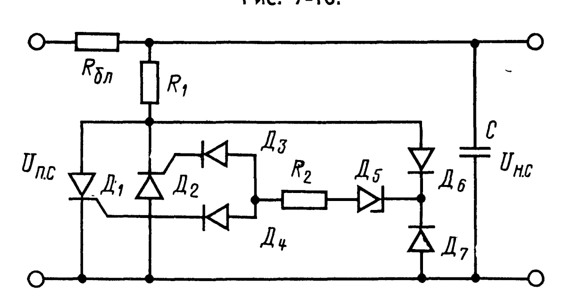


Рис. 7-11.

Более высокую чувствительность имеет схема защиты, приведенная на рис. 7-10,*б*. Защитное устройство от повышения напряжения состоит из измерительного моста (резисторы R_1, R_2, стабилитрон $Д_1$ с термокомпенсирующим диодом $Д_2$), порогового элемента, выполненного на транзисторах T_1, T_2, и исполнительного элемента на тиристоре $Д_3$. Если напряжение на эмиттере T_1 меньше напряжения на $Д_1$, $Д_2$, то транзисторы T_1, T_2 и тиристор $Д_3$ закрыты. При повышении напряжения выше напряжения уставки транзисторы и тиристор открываются и закорачивают провода питания, обеспечивая быстрое снижение выходного напряжения.

На рис. 7-11 приведена схема, защищающая потребителя электроэнергии от перенапряжений с использованием тиристоров непосредственно в сети переменного тока. Если напряжение сети становится выше напряжения стабилизации стабилитрона $Д_5$, то в зависимости от полярности переменного напряжения в данный момент отпирается тиристор $Д_1$ или $Д_2$. Резистор R_1 является ограничивающим в цепи тиристоров $Д_1$ и $Д_2$, а R_2 — в цепи стабилитрона $Д_5$. Время срабатывания такой системы не превышает одного полупериода напряжения сети.

Для устойчивой работы схемы защиты необходимо выполнение неравенства

$$(1+\Delta U_{п.с})\sqrt{2}\,U_{п.с.действ}\langle U_{ст}\rangle(1+\Delta U_{п.с})\sqrt{2}\,U_{н.действ},$$

где $U_{п.с.действ}$ — номинальное действующее значение напряжения питающей сети; $\Delta U_{п.с}$ — степень увеличения сетевого напряжения; $U_{н.действ}$ — действующее значение напряжения на нагрузке.

Безусловно, что в данном разделе рассмотрены не все существующие схемы защиты, а лишь принципиальные схемы, которые могут быть положены в основу создания новых, более совершенных схем защиты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Аксенов А. И., Глушкова Д. Н.** Мощные транзисторы в радиоустройствах. М., «Энергия», 1974. 80 с. с ил.

2. **Скрипников Ю. Ф.** Радиаторы для полупроводниковых приборов. М., «Энергия», 1973. 48 с. с ил.

3. **Аксенов А. И., Глушкова Д. Н., Иванов В. И.** Отвод тепла в полупроводниковых приборах. М., «Энергия», 1971. 176 с. с ил.

4. **Каретникова Е. И., Рычина Т. А., Ермаков А. И.** Трансформаторы питания и дроссели фильтров для радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1973. 180 с. с ил.

5. **Ермолин Н. П.** Расчет трансформаторов малой мощности. Л., «Энергия», 1969. 192 с. с ил.

6. **Бальян Р. Х.** Трансформаторы для радиоэлектроники. М., «Советское радио», 1971. 720 с. с ил.

7. **Бертинов А. И., Кофман Д. Б.** Тороидальные трансформаторы статических преобразователей. М., «Энергия», 1970. 96 с. с ил.

8. **Справочник** по полупроводниковым приборам: диодам, транзисторам и интегральным схемам. Под общ. ред. Н. Н. Горюнова. М., «Энергия», 1972. 568 с. с ил.

9. **Транзисторы.** Под общ. ред. А. А. Чернышева. М., «Энергия», 1975. 120 с. с ил.

10. **Диоды** и тиристоры. Под общ. ред. А. А. Чернышева. М., «Энергия», 1975. 200 с. с ил.

11. **Краткий** справочник конструктора радиоэлектронной аппаратуры. Под ред. Р. Г. Варламова. М., «Советское радио», 1972. 856 с. с ил.

12. **Незнайко А. П., Геликман Б. Ю.** Конденсаторы и резисторы. М., «Энергия», 1974. 112 с. с ил.

13. **Иванчук Б. Н., Рувинов Б. Я.** Параметрические стабилизаторы напряжения на полупроводниковых приборах и магнитных усилителях. М., «Энергия», 1971. 128 с. с ил.

14. **Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я.** Тиристорные и магнитные стабилизаторы напряжения. М., «Энергия», 1968. 112 с. с ил.

15. **Карпов В. И.** Полупроводниковые компенсационные стабилизаторы напряжения и тока. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Энергия», 1967. 176 с. с ил.

16. **Грейвер Е. С.** Ключевые стабилизаторы напряжения постоянного тока. М., «Связь», 1970. 152 с. с ил.

17. **Китаев В. Е., Бокуняев А. А.** Проектирование источников электропитания устройств связи. Учебное пособие. М., «Связь», 1972. 200 с. с ил.

18. **Рогинский В. Ю.** Расчет устройств электропитания аппаратуры электросвязи. М., «Связь», 1972. 360 с. с ил.

19. **Доменяков В. И., Казанский Л. М.** Стабилизированные источники электропитания судовой радиоэлектронной аппаратуры. Л., «Судостроение», 1971. 400 с. с ил.

20. **Ромаш Э. М.** Транзисторные преобразователи в устройствах питания радиоэлектронной аппаратуры. М., «Энергия», 1975. 176 с. с ил.

21. **Агапов М. В., Пихута А. В.** Электрическая защита полупроводниковых источников питания. М., «Советское радио», 1966. 168 с. с ил.

22. **Глух Е. М., Зеленов В. Е.** Защита полупроводниковых преобразователей. М., «Энергия», 1970. 152 с. с ил.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3

Глава первая. **Назначение и способы построения стабилизированных источников вторичного электропитания. Особенности работы электрорадиоэлементов** 5

1-1. Назначение и основные характеристики стабилизированных источников вторичного электропитания . . 5
1-2. Способы построения стабилизированных источников вторичного электропитания 12
1-3. Особенности работы электрорадиоэлементов в стабилизированных источниках питания 29

Глава вторая. **Параметрические стабилизаторы напряжения постоянного тока** 42

2-1. Параметрические стабилизаторы напряжения постоянного тока на кремниевых стабилитронах . . . 42
2-2. Разновидности схем ПСН постоянного тока . . . 53

Глава третья. **Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием** . . 61

3-1. Основные схемы транзисторных компенсационных стабилизаторов напряжения и их функциональные узлы 61
3-2. Повышение эффективности схем компенсационных стабилизаторов напряжения постоянного тока с непрерывным регулированием 72
3-3. Пример расчета схемы компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием . . 78

Глава четвертая. **Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока с импульсным регулированием** 83

4-1. Общие сведения 83
4-2. Силовая часть импульсных стабилизаторов напряжения 86
4-3. Схемы управления импульсных стабилизаторов напряжения 97
4-4. Пример расчета силовой части импульсного стабилизатора напряжения 103

Глава пятая. **Стабилизаторы напряжения переменного тока** 105

5-1. Параметрические стабилизаторы напряжения переменного тока 105
5-2. Компенсационные магнитные и полупроводниковые стабилизаторы напряжения переменного тока . . . 113

Глава шестая. **Стабилизация выходного напряжения в преобразователях напряжения постоянного тока** 123

6-1. Нестабилизированные транзисторные и тиристорные преобразователи напряжения постоянного тока . . 123
6-2. Нерегулируемые и регулируемые выпрямители и сглаживающие фильтры 147
6-3. Стабилизированные преобразователи напряжения постоянного тока 163

Глава седьмая. **Электрическая защита стабилизированных источников вторичного электропитания** 174

7-1. Общие сведения 174
7-2. Устройства коммутации и защиты первичного источника питания при неисправностях в приборах вторичного электропитания и нагрузке 176
7-3. Схемы защиты стабилизированных источников вторичного электропитания от перегрузок по току . . 183
7-4. Защита потребителей электроэнергии от повышения напряжения на выходе стабилизированного источника вторичного электропитания 187

Список литературы 189

Геннадий Павлович Вересов
Юрий Леонидович Смуряков

СТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ РАДИОАППАРАТУРЫ

Редактор Э. М. Ромаш
Редактор издательства Н. В. Ефимова
Обложка художника А. А. Иванова
Технический редактор Т. А. Маслова
Корректор И. А. Володяева

ИБ № 1381

Сдано в набор 20.02.78 Подписано к печати 11.05.78 Т-10337
Формат 84×108 1/32 Бумага типографская № 2
Гарн. шрифта литературная Печать высокая Усл. печ. л. 10,08
Уч.-изд. л. 13,14 Тираж 40 000 экз. Зак. 570 Цена 95 к.

Издательство «Энергия»,
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

95 к.